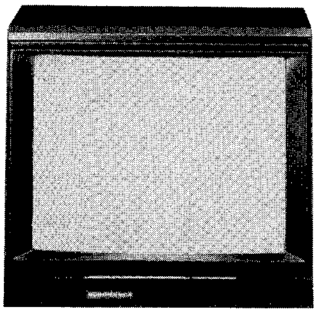
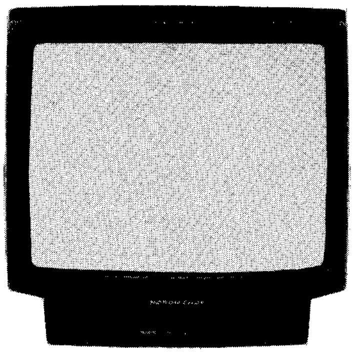
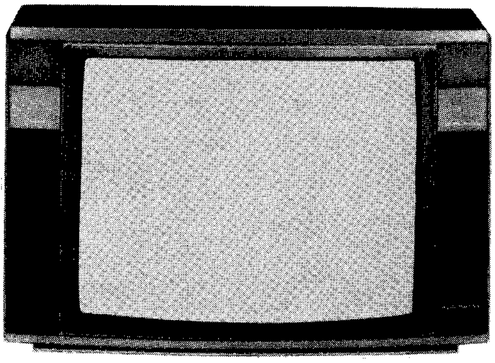
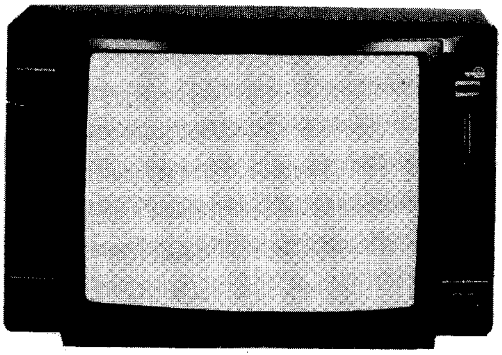
TECHNISCHER KUNDENDIENST

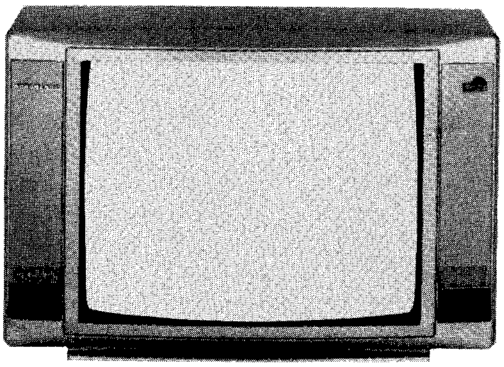
Service-Information

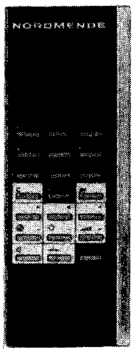












FFS-Chassis F 15, F 15-01 (110°) F 16, F 16-01 (90°) Stereo

Spectra-Stereo-Monitor 5500	986.524 A/J
Spectra-Stereo 5205	986.522 A
Spectra-Stereo 5208	986.556 A
Color-Stereo 5245	986.570 A
Color-Stereo 5248	986.571 A
Color-Stereo 5335	986.573 A
Color-Stereo 5338	986.574 A
Color-Stereo 6035	986.538 J
Color-Stereo 6038	986.557 J
Spectra-Stereo 6300	986.531 A/C/J/L
Spectra-Stereo 7000	986.559 A/C/J/L
Spectra-Stereo 8205	986.534 A/J
Spectra-Stereo 8208	986.558 A/C/J/L
Spectra-Stereo 8208 IKH	986.558 J 58
Spectra-Stereo 9208	986.578 A
Spectra-Stereo 9508 HiFi	986.564 A/J

NORDMENDE

Diese Angaben und Hinweise sind ausschließlich für den Service des Fachhändlers bestimmt · Änderungen vorbehalten · Sämtliche Urheberrechte an diesen Texten und Zeichnungen stehen uns zu. Nachdrucke, Vervielfältigung – auch auszugsweise – nur mit unserer vorherigen Zustimmung zulässig. Alle Rechte vorbehalten.
Questi dati e queste istruzioni sono riservati ai tecnici del servizio assistenza · Con riserva di modifiche · These instructions are for service dealers only · Subject to modification

2300/126/40

Inhaltsverzeichnis

Seite
Chassisvarianten 2
Bedienungshinweise 3-4
Service-Hinweise:
1. „Service-Mode" 4-5
2. Austausch des MDA 2061 (EEPROM) 5
3. Austausch des Ton-Moduls oder des Bedienteil-Mikroprozessors 6
4. Zeilentrafo wechseln 6
5. Service-Stellung 6-7

Funktionsbeschreibung:
1. Netzteil 7-11
2. IR-Fernbedienung 11-12
3. IR-Vorverstärker 12-13
4. Bedienungselektronik mit Mikrocomputer 13-16
5. VHF/UHF-Tuner mit PLL und ZF 16-18
6. Digital-Stereodecoder 18-22
7. Ton-NF-Signalverstärker 22
8. Video-Chroma-Modul 23-28
9. RGB-Endstufen 28
10. Horizontalablenkstufe 29-31
11. Ost-West-Korrekturschaltung 31-33
12. Vertikalablenkstufe 33-36

Schaltbildhinweise 37
Einstellarbeiten 38-40
Abgleich des Chroma-Video-Moduls 41-43
Abgleich des AM 6,5 MHz-/FM 4,5 MHz-Ton-Moduls 44
Blockschaltbild 45-46
Infrarot-Fernbedienung 47
Infrarot-Vorverstärker 47
Leiterplatte Chroma-Video-Modul 48
Leiterplatte Ton-Modul 48
Grundplatte F 15 49-50
Bildrohranschluß-Platine F 15 51
Leiterplatte VHF, UHF 51
Schaltbild **F 15** 52-56
Grundplatte F 15-01 57-58
Schaltbild **F 15-01** 59-64
Leiterplatte AM/FM-Tonmodul 65
Leiterplatte NF-Verstärker 65
Bildrohranschluß-Platine F 15-01 66
Schaltbild Spectra-Stereo 9508 HiFi 67-72

Grundplatte F 16 73-74
Bildrohranschluß-Platine F 16 75
Schaltbild **F 16** 76-80
Grundplatte F 16-01 81-82
Bildrohranschluß-Platine F 16-01 83
Schaltbild **F 16-01** 84-88
2. Euro-AV-Buchse 89
Infrarot-Kopfhörer 90-91
Videotext 92-96
Modulliste und Nachrüstmöglichkeiten 97-100
Sockelschaltungen 101

Indice

Pagina
Variante di chassis 2
Istruzioni operative 3-4
Istruzioni per i servizi tecnici:
1. Modo „Service" 4-5
2. Sostituzione del MDA 2061 (EEPROM) 5
3. Sostituzione del modulo audio o del microprozessore del tuner 6
4. Cambiamento del trasformatore di riga 6
5. Posizione per servizio assistenza 6-7

Descrizione del funzionamento:
1. Alimentatore rete 7-11
2. Telecomando IR 11-12
3. Preamplificatore IR 12-13
4. Unità comandi con microcomputer 13-16
5. Tuner VHF e UHF con PLL e FI 16-18
6. Decodificatore stereo digitale 18-22
7. Elaborazione del segnale BF audio 22
8. Modulo Video-Chroma 23-28
9. Stadi finali RGB 28
10. Deflessione orizzontale 29-31
11. Circuito correzione Est-Ovest 31-33
12. Deflessione verticale 33-36

Indicazione sullo schema 37
Operazioni di messa a punto 38-40
Taratura del modulo crominanza video 41-43
Allineamento del modulo audio AM 6,5 MHz-/FM 4,5 MHz 44
Circuit a blocco 45-46
Telecomando infrarossi 47
Preamplificatore infrarossi 47
Piastra modulo crominanza video 48
Piastra modulo audio 48
Piastra di base F 15 49-50
Piastra zoccolo cinescopio F 15 51
Piastra VHF, UHF 51
Diagramma **F 15** 52-56
Piastra di base F 15-01 57-58
Diagramma **F 15-01** 59-64
Piastra modulo audio AM/FM 65
Piastra amplificatore BF 65
Piastra zoccolo cinescopio F 15-01 66
Diagramma Spectra-Stereo 9508 HiFi 67-72

Piastra di base F 16 73-74
Piastra zoccolo cinescopio F 16 75
Diagramma **F 16** 76-80
Piastra di base F 16-01 81-82
Piastra zoccolo cinescopio F 16-01 83
Diagramma **F 16-01** 84-88
2. Presa Peritelevisione 89
Cuffia infrarossi 90-91
Televideo 92-96
Lista module e possibilità di corredamento 97-100
Circuiti a zoccolo 101

Index

Page
Chassis-Variables 2
Operating-Instructions 3-4
Service-Instructions
1. „Service-Mode" 4-5
2. Replacement of the MDA 2061 (EEPROM) 5
3. Replacement of the Sound-Module or the Operating-Unit-Microprocessor 6
4. Line transformer replacement 6
5. Service-Position 6-7

Function description:
1. Power supply 7-11
2. IR remote control 11-12
3. IR preamplifier 12-13
4. Electronic control unit with microcomputer 13-16
5. VHF and UHF tuner with PLL and IF 16-18
6. Digital stereo decoder 18-22
7. Sound audio-frequency amplifier 22
8. Video-chroma-module 23-28
9. Final RGB stages 28
10. Horizontal deflection stage 29-31
11. East-west correction circuit 31-33
12. Vertical deflection stage 33-36

Circuit notes 37
Initial adjustment 38-40
Alignment of Chroma video module 41-43
Alignment of the AM 6.5 MHz-/FM 4.5 MHz sound module 44
Block diagram 45-46
Infra-red remote control 47
Infra-red pre-amplifier 47
P.C.B. Chroma video modul 48
P.C.B. Sound module 48
Basic P.C.B. F 15 49-50
P.C.B. CRT socket F 15 51
P.C.B. VHF, UHF 51
Circuit diagram **F 15** 52-56
Basic P.C.B. F 15-01 57-58
Circuit diagram **F 15-01** 59-64
P.C.B. AM/FM sound module 65
P.C.B. AF amplifier 65
P.C.B. CRT socket F 15-01 66
Circuit diagram Spectra-Stereo 9508 HiFi 67-72

Basic P.C.B. F 16 73-74
P.C.B. CRT socket F 16 75
Circuit diagram **F 16** 7[illegible]0
Basic P.C.B. F 16-01 [illegible]
P.C.B. CRT socket F 16-01 83
Circuit diagram **F 16-01** 84-88
2nd Euro-AV socket (Scart) 89
Infrared-headphones 90-91
Teletext 92-96
Module list and add-on facilities 97-100
Socket connections 101

Chassisvarianten

Die Chassis F 15 (110°-Bildröhre) und F 16 (90°-Bildröhre) wurden während der Serie in die Varianten F 15-01 und F 16-01 umgestellt. **Bei der Ersatzteilbestellung und bei der Schaltbildzuordnung sind unbedingt diese Varianten zu beachten.** Die Varianten sind an dem Aufkleber auf der rechten Chassisseite (großes Kühlblech) erkennbar. Endet die 2. Nummer auf dem Aufkleber mit 00 (z.B. 785.502B00) ist die Variante 00 (F 15 oder F 16) eingebaut, endet sie mit 01 (z.B. 785.502B01) ist die Variante 01 (F 15-01 oder F 16-01) eingebaut. Bei der Variante 01 ist außerdem auf der Lötseite des Chassis die Kennzeichnung „Chassis 01" bei der Antennenbuchse aufgedruckt.

Varianti di chassis

I chassis F15 (cinescopio 110°) e F16 (cinescopio 90°) sono stati modificati in varianti F15-01 ed F16-01 durante la produzione in serie. **Queste varianti dovranno essere assolutamente indicate in tutte le ordinazioni di ricambi.** Esse sono evidenziate mediante un'etichetta applicata sul lato destro del chassis (grande lamiera di raffreddamento). Quando il 2° numero dell'etichetta termina con "00" (ad esempio 785.502B00) è stata montata la variante 00 (F15 o F16). Se questo numero termina invece con 01 (ad esempio 785.502B01) è stata montata la variante 01 (F15-01 o F16-01). I chassis in variante 01 sono inoltre evidenziati mediante la dicitura "Chassis 01". Questa è stampata sul lato delle saldature del chassis, accanto alla presa d'antenna.

Chassis-Variables

The chassis F 15 (110°-CRT) and F 16 (90°-CRT) have been changed during production in the variantes F 15-01 and F 16-01. **Please pay attention to this fact when ordering spare-parts and when filing the "Service-Manuals"!**
Investigate the variantes on the sticker on the right side of the chassis (see sticker on the large heat sink).
If the secound no. on the sticker ends with 00 (e.g. 785.502B00) then the variante is 00 (F 15 or F 16), accordingly the variante 01 is fitted, if the number ends with 01 (e.g. 785. 502B01) as for chassis F 15-01 or F 16-01. In addition the designation "Chassis 01" is printed onto the soldering side of the chassis p.c.b. near the antenna-input-socket.

Bedienungshinweise (Sender speichern)

Bei der Speicherung der Sender ist zwischen zwei Gerätegruppen zu unterscheiden:

1. Geräte mit „Single-Standard"

Dazu gehören alle NORDMENDE-Fernsehgeräte, außer dem Modell Spectra-Stereo 9508 HiFi und Geräte, welche auf „Multistandard" oder SECAM L (Frankreich) nachgerüstet wurden. Folgende Fernsehnormen können empfangen werden:

PAL B/G (z.B. Bundesrepublik Deutschland, Schweiz, Österreich, Italien)
PAL I (6 MHz Bild-Tonabstand, z.B. Großbritannien)
SECAM B/G (z.B. DDR)

Die Normenumschaltung erfolgt automatisch. Zum Einstellen der Sender kann entweder der Sendersuchlauf (Taste →•) benutzt werden oder die direkte Kanaleingabe. Für die Kanaleingabe ist die Taste «**C**» so lange zu drücken, bis **Ch--** im Display erscheint. Falls das Display **C---** anzeigt, handelt es sich um ein Gerät mit „Multistandard" (siehe Punkt 2). Wenn **Ch--** erscheint, dann mit den Tasten «**1...10**» die Kanalnummer eingeben. (Die Taste «**10**» ist für die Ziffer Null zu benutzen. Bei den Kanälen 2-9 ist zuerst die Taste «**10**» zu drücken und dann die Kanalnummer). Zum Speichern die gewünschte Programmtaste so lange drücken, bis **Pr** im Display nicht mehr blinkt.

Beispiel; Kanal 32 auf Programmtaste 1: «**C, 3, 2, 1**». Jeder Befehl muß innerhalb von 8 Sekunden ausgeführt werden! Falls nicht, ist die komplette Eingabe zu wiederholen.

Zur Eingabe von **Kabel-Kanälen** ist nach dem Drücken der Taste «**C**» (**Ch--** muß erscheinen) die Taste «**C**» erneut zu drücken (**CC--** erscheint). Anschließend ist die Kabel-Kanalnummer einzutippen.

Beispiel; Kabel-Kanal S 2 auf Programmtaste 3: «**C, C, 10, 2, 3**»

Es können bis zu 39 Sender gespeichert werden. Die Programmplätze 11-39 werden wie folgt gewählt:

z.B. Programm 11: Taste **10, 1**
Programm 23: Taste **10, 10, 3**
Programm 39: Taste **10, 10, 10, 9**

Die Programmplätze 10, 20 und 30 sind für die Wiedergabe eines Videorecorders vorgesehen, bei denen die Zeitkonstante auf Recorder-Wiedergabe umgeschaltet wird.

2. Geräte mit „Multistandard"

Dazu gehört das Modell Spectra-Stereo 9508 HiFi und Geräte, die auf „Multistandard" oder SECAM L (Frankreich) nachgerüstet wurden. Die verschiedenen Fernsehnormen werden bei der direkten Kanalwahl angewählt (nicht bei Sendersuchlauf). Dazu die Taste «**C**» so lange drücken, bis **C---** im Display erscheint. Erscheint **Ch--**, dann handelt es sich um ein Gerät mit „Single-Standard" oder es ist nicht auf „Multistandard" programmiert worden (siehe Abschnitt „Service-Mode"). Erscheint **C---**, dann mit einer der Zifferntasten «**1...5**» die Norm wählen:

Istruzioni operative (memorizzazione delle emittenti)

Per la memorizzazione delle emittenti bisogna distinguere tra due tipi di apparecchi:

1. Apparecchi per "Single-Standard"

Questo gruppo include tutti i televisori NORDMENDE (ad eccezione del modello Spectra-Stereo 9508 HiFi) e gli apparecchi allestiti per "Multistandard" o SECAM L (Francia). Tali televisori possono ricevere emissioni a standard

PAL B/G (ad esempio: Rep. Fed. Tedesca, Svizzera, Austria, Italia)
PAL I (distanza di 6 MHz tra le portanti video ed audio, ad esempio Inghilterra)
SECAM B/G (ad esempio Rep. Dem. Tedesca)

La commutazione da uno standard all'altro è automatica. Per la sintonizzazione dell'emittente si può utilizzare la ricerca automatica delle stazioni (tasto →•) o selezionare direttamente il canale. In quest'ultimo caso, premere il tasto «**C**» fino a quando **Ch--** appare sul display. Se il display visualizza **C---** si tratta di un televisore "Multistandard" (vedi il punto 2). Se **Ch--** appare sul display si può selezionare il numero del canale mediante i tasti «**1...10**» (il tasto «**10**» dovrà essere utilizzato per la cifra "zero"; per programmare i canali 2-9 bisogna anzitutto premere il tasto «**10**» e poi selezionare il numero del canale). Per la memorizzazione, premere il tasto di programma desiderato fino a quando **Pr** cessa di lampeggiare sul display. Esempio: per associare il canale 32 al tasto di programma 1 bisogna premere i tasti «**C, 3, 2, 1**». Non lasciar trascorrere più di 8 secondi tra l'azionamento di due tasti, altrimenti si dovrà ripetere la programmazione.

Per la programmazione di **canali trasmessi via cavo** bisogna azionare due volte il tasto «**C**» (il display deve visualizzare **Ch--** dopo il primo azionamento e **CC--** dopo il secondo) e poi selezionare il numero del canale. Esempio: per associare il canale TV-cavo S2 al tasto di programma 3 bisogna premere i tasti «**C, C, 10, 2, 3**».

Si possono memorizzare fino a 39 emittenti. Procedura per la selezione delle posizioni programmabili 11-39 (esempio):

programma 11: tasti **10** e **1**
programma 23: tasti **10, 10** e **3**
programma 39: tasto **10, 10, 10** e **9**

Le posizioni programmabili 10, 20 e 30 sono previste per la riproduzione da un videoregistratore (la loro costante di tempo è commutata per riproduzione da registratori).

2. Apparecchi "Multistandard"

Questo gruppo include il modello Spectra-Stereo 9508 HiFi e gli apparecchi allestiti per "Multistandard" o SECAM L (Francia). I diversi standard TV vengono impostati mediante selezione diretta del canale, e non con la ricerca automatica delle stationi. All'uopo, premere il tasto «**C**» fino a quando il display visualizza **C---**. Se appare **Ch--**, si tratta di un televisore "Single-Standard" o che non è stato programmato per "Multistandard" (vedi il capitolo "Modo Service"). Dopo la visualizzazione di **C---**, lo standard desiderato può essere selezionato mediante uno dei tasti numerici da «**1**» a «**5**» (vedi tavola pagina 4).

Operating-Instructions (Transmitter Storage)

For transmitter (channel) storage it is necessary to note the differences between two types of chassis:

1. Sets operating with "Single-Standard"

This group of NORDMENDE TV-sets includes all sets with the exeption of the model Spectra-Stereo 9508 HiFi and also sets which have been modified to "Multi-Standard" or to SECAM L (French standard). The following TV-standards can be received:

PAL-B/G (e.g. Federal Republic of Germany, Switzerland, Austria, Italy).
PAL-I (6 MHz sound-IF, e.g. Great Britain)
SECAM-B/G (e.g. DDR)

Standard switch-over is carried out automatically. The channels can either be set by automatic search (button →•) or direct channel-selection. For channel-selection press button «**C**» until **Ch--** is being displayed. In case, only a **C---** is being displayed then the set is a model with "Multi-Standard" (see point 2). When the **Ch--** appears set the channel number with the buttons «**1...10**». (Set the zero with button number «**10**». Set a zero with button «**10**» in front of each channel-number 2...9 and then the channel-number). For storage of the desired channel press the program-button until the displayed **Pr** stops to blink.

Sample; select channel 32 on program-place 1: «**C, 3, 2, 1**». Each command has to be carried out within 8 seconds! If not, the complete input has to be repeated.

For selection of **"Cable-Channels"** it is required, to press button «**C**» (**Ch--** must be indicated) and «**C**» be pressed again so (**CC--** is indicated). Followed by the selection of the cable-channel number.

Sample; Cable-channel S 2 on program no. 3: «**C, C, 10, 2, 3**».

It is possible to store up to 39 channels. The program-places 11..39 are being selected as follows:

e.g. program 11: button **10, 1**
program 23: button **10, 10, 3**
program 39: button **10, 10, 10, 9**

The program places 10, 20 and 30 are reserved for AV-playback with a video-recorder. Only in this channels will the time-constant be switched on for video-playback.

2. Sets with "Multi-Standard"

This concerns the model Spectra-Stereo 9508 HiFi and all models, which have been modified to "Multi-Standard" or SECAM-L (France). The different TV-standards are being selected during direct channel selection (not with automatic channel search). Press the button «**C**» until the display shows **C---**. In case **Ch--** is being displayed, then the set is a model having "Single-Standard" or the set has not been programmed for "Multi-Standard" (see section "Service-Mode"). If **C---** is displayed, then select the standard with one of the buttons «**1...5**» (see table on page 4).

Taste	Norm	Display	
		Standardkanäle	Kabel-Kanäle
1	PAL B/G (z.B. Bundesrepublik Deutschland, Schweiz, Österreich, Italien) PAL I (6 MHz Bild-Tonabstand, z.B. Großbritannien) SECAM B/G (z.B. DDR) Videorecorder mit der NTSC 4,43 MHz-Norm	**CP**	**cP**
2	SECAM L (z.B. Frankreich)	**CF**	**CF**
3	NTSC 3,58 MHz (z.B. AFN)	**CП**	**cП**
Für Sonderfälle 4	SECAM L-Sendungen auf B/G-Kanälen (z.B. West-Schweiz)	**FC**	**Fc**
5	PAL-Sendungen auf französischen Kanälen (für zukünftige Anwendungen)	**PC**	**PC**

Tasto	Standard	Display	
		Canali standard	Canali TV-cavo
1	PAL B/G (ad esempio Rep. Fed. Tedesca, Svizzera, Austria, Italia) PAL I (distanza 6 MHz tra le portanti video ed audio, ad esempio Inghilterra) SECAM B/G (ad esempio Rep. Dem. Tedesca) Videoregistratori con la norma NTSC 4,43 MHz	**CP**	**cP**
2	SECAM L (ad esempio Francia)	**CF**	**CF**
3	NTSC 3,58 MHz (ad esempio AFN)	**CΠ**	**cΠ**
Casi speciali 4	emissioni SECAM L su canali B/G (ad esempio Svizzera occidentale)	**FC**	**Fc**
5	emissioni PAL su canali francesi (per applicazioni future)	**PC**	**PC**

Button	Standard	Display	
		Standard Channels	Cable Channels
1	PAL B/G (e.g. Federal Republic of Germany, Switzerland, Austria, Italy) PAL-I (6.0 MHz sound-IF, e.g. Great Britain) SECAM-B/G (e.g. DDR) Video-Recorder with the standard NTSC 4.43 MHz	**CP**	**cP**
2	SECAM-L (e.g. France)	**CF**	**CF**
3	NTSC 3.58 MHz (e.g. AFN/USA standard)	**CΠ**	**cΠ**
For special service 4	SECAM-L transmissions on B/G channels (e.g. West-Switzerland)	**FC**	**Fc**
5	PAL transmissions on French channels (for future applications)	**PC**	**PC**

Danach die Kanalziffer eingeben. Zum Speichern des Senders die gewünschte Programmtaste so lange drücken, bis im Display **Pr** nicht mehr blinkt.
Beispiel PAL, Kanal 42 auf Programmplatz 2: **«C, 1, 4, 2, 2»**. Zwischen zwei Bedienungsschritten darf nicht länger als 8 Sekunden gewartet werden, sonst muß der Vorgang von Anfang an wiederholt werden.
Zum Anwählen der **Kabelkanäle S1 – S20** ist die Taste «C» nach der Normwahl erneut zu drücken.
Beispiel NTSC, Kanal S12 auf Programmplatz 8: **«C, 3, C, 1, 2, 8»**.

Service-Hinweise

1. Service-Mode

Der „Service-Mode" ist eine Betriebsart des Fernsehgerätes, bei der der Techniker das Programm des Bedienteil-Mikroprozessors in einigen Punkten beeinflussen kann. Dieses ist erforderlich:

a) nach dem Wechseln des IC's MDA 2061, Position IR 73 (EEPROM),
b) zum Umprogrammieren des Gerätes von „Single-Standard" auf „Multistandard",
c) zum Entriegeln des Zahlenschlosses, wenn die Geheimzahl nicht mehr bekannt ist,
d) zum Umschalten des Display's von deutschen auf internationalen (englischen) Funktionssymbolen.

Zum Einschalten des „Service-Modes" ist das Gerät zuerst mit dem Netzschalter auszuschalten. Dann die beiden Lautstärketasten «+» und «—» **am Fernsehgerät** drücken und gleichzeitig das Gerät mit dem Netzschalter wieder einschalten. Die Lautstärketasten so lange gedrückt halten, bis das Display aufleuchtet. Nach dem Loslassen der Tasten erscheint nach ca. 8 Sekunden die Anzeige **SS**. Wenn nicht, ist der Vorgang von Anfang an zu wiederholen. Erscheint im Display **SS**, dann können mit der Fernbedienung folgende Funktionen umgeschaltet werden. Im Display wird durch Aufleuchten von einzelnen Segmenten der jeweilige Funktionszustand angezeigt:

Entrare poi il numero del canale. Per memorizzare la stazione, premere il relativo tasto di programma fino a quando **Pr** cessa di lampeggiare sul display.
Esempio: per associare il canale 42 PAL alla posizione programmabile 2 bisogna premere **«C, 1, 4, 2, 2»**. Non lasciar trascorrere più di 8 secondi tra l'azionamento di due tasti, altrimenti si dovrà ripetere la programmazione.
Per impostare i **canali trasmessi via cavo S1 – S20** si deve premere nuovamente il tasto **«C»** dopo la selezione dello standard.
Esempio: per associare il canale S12 NTSC alla posizione programmabile 8 bisogna premere **«C, 3, C, 1, 2, 8»**.

Istruzioni per i servizi tecnici

1. Modo "Service"

L'impostazione del televisore sul modo "Service" permette al tecnico di modificare alcuni punti del programma registrato nel microprocessore del tuner. Queste operazioni sono necessarie

a) dopo la sostituzione di un circuito integrato MDA 2061, posizione IR 73 (EEPROM);
b) per la programmazione del modo "Multistandard" in un apparecchio programmato per "Single-Standard";
c) per sbloccare la serratura numerica, ad esempio quando il numero di codice è stato dimenticato;
d) per la visualizzazione sul display di simboli funzionali internazionali (inglesi) al posto di quelli tedeschi.

Per attivare il modo "Service" bisogna anzitutto disinserire l'apparecchio azionando l'interruttore di rete. Premere poi i due tasti di regolazione volume «+» e «—» **sul televisore** e riaccendere contemporaneamente l'apparecchio mediante l'interruttore di rete. Attendere poi che il display si sia acceso e rilasciare i tasti di regolazione del volume: dopo circa 8 secondi deve apparire il messaggio **SS**. Nel caso contrario si dovrà ripetere l'operazione sin dall'inizio. Le commutazioni seguenti possono essere effettuate mediante il telecomando quando il messaggio **SS** è visualizzato sul display. La funzione impostata viene evidenziata sul display mediante l'accensione di singoli segmenti:

Afterwards select the channel-numbers. For storage of the channel press the desired program button until **Pr** stops blinking.
Sample PAL, channel 42 onto program-place 2 **«C, 1, 4, 2, 2»**. Each command has to be carried out within 8 seconds, otherwise the complete input has to be repeated.
For selection of the **cable-channels S 1 ... S 20** the button **«C»** has to be pressed again after standard selection.
Sample NTSC, channel S 12 onto program-place 8:
«C, 3, C, 1, 2, 8».

Service-Instructions

1. Service-Mode

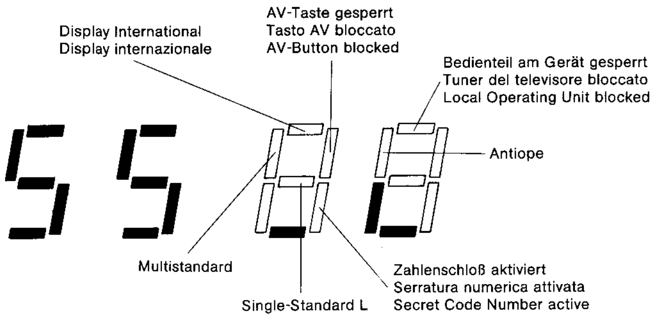
The "Service-Mode" is an operational feature of the set, in which the technician has the possibility to change the program of the microprocessor of the operating unit in a few oparations:

a) After replacement of the IC MDA 2061, position IR 73 (EEPROM),
b) For programming of the set from "Single-Standard" to "Multi-Standard",
c) To unlock the lock-combination in case that the secret code-number is forgotten,
d) To switch-over the display characters from German to international (English) characters.

In order to switch the set into "Service-Mode" it is necessary to switch the set off with the mains-switch. Then press both local volume buttons «+» and «—» **on the set** simultaneously and additional switch the set on again with the mains-switch and keep the volume buttons depressed until the display is active. Let loose the volume buttons. After 8 seconds the display indicates **SS**. If not, repeat the foregoing procedure. If **SS** is being displayed, then the following functions can be switched over. Single segments of the display show the corresponding function condition:

Taste	Normalfunktion	Funktion im „Service-Mode"
S	Stereo/Mono	Entriegeln des Zahlenschlosses
BT	Btx	Antiope Ein (Videotext Aus)
VT	Videotext	Videotext Ein (Antiope Aus)
C	Kanalwahl	Display Deutsch
AV	Videobetrieb	Display International (Englisch)
7	Programm 7	Multistandard
8	Programm 8	Single-Standard L (Frankreich)
9	Programm 9	Single-Standard B/G/I

Tasto	Funzione normale	Funzione in modo "Service"
S	Stereo/Mono	Sbloccaggio della serratura numerica
BT	Videotel	Antiope OFF (Televideo ON)
VT	Televideo	Televideo OFF (Antiope ON)
C	Selezione canale	Display tedesco
AV	Videoregistrazione	Display internazionale (inglese)
7	Programma 7	Multistandard
8	Programma 8	Single-Standard L (Francia)
9	Programma 9	Single-Standard B/G/I



Button	Normal Function	Function in Service-Mode
S	Stereo/Mono	Unlock the lock-combination (secret code)
BT	Btx	Antiope ON (Teletext OFF)
VT	Teletext	Teletext ON (Antiope OFF)
C	Channel Selection	Display German
AV	Video Mode	Display International (English)
7	Programm 7	Multistandard
8	Programm 8	Single Standard L (France)
9	Programm 9	Single Standard B/G/I

Nach dem Umschalten der Funktionen ist es unbedingt erforderlich, das Gerät mit der Fernbedienung auszuschalten. Nur dann werden die gewünschten Funktionen gespeichert und der „Service-Mode" ausgeschaltet.

2. Austausch des IC's MDA 2061, Position IR 73 (EEPROM)

Nach dem Einbau eines neuen MDA 2061 verhält sich das Fernsehgerät wie folgt:

a) Das Display zeigt deutsche Funktionssymbole.
b) Alle Programmspeicher haben Kanal Ch 00 gespeichert.
c) PAL B/G, PAL I (Großbritannien) und SECAM-B/G (DDR) können empfangen werden = Single-Standard [nicht NTSC und SECAM L (Frankreich) = Multistandard].

Es müssen deshalb alle Sender neu gespeichert werden. Bei dem Gerät Spectra-Stereo 9508 HiFi und bei allen Geräten, die für Multistandard oder SECAM L (Frankreich) nachgerüstet wurden, muß unbedingt im „Service-Mode" auf Multistandard umgeschaltet werden (siehe Abschnitt „Service-Mode"). Diese Geräte sind an dem Submodul AM/FM 5101 **(Abb. 1)**, bzw. AM/FM 5100 **(Abb. 2)** zu erkennen, welches in das Tonmodul eingelötet ist.

Soll das Display internationale (englische) Funktionssymbole anzeigen, dann erfolgt die Umschaltung ebenfalls im „Service-Mode".

Spegnere sempre il televisore mediante il telecomando dopo la commutazione delle funzioni: solo cosi si può memorizzare la funzione desiderata e disinserire il modo "Service".

2. Sostituzione del circuito integrato MDA 2061, posizione IR 73 (EEPROM)

Funzioni impostate nel televisore dopo il montaggio di un nuovo circuito integrato MDA 2061:

a) Il display visualizza i simboli tedeschi.
b) Tutte le memorie di programma hanno memorizzato il canale "Ch 00".
c) Si possono ricevere emissioni a standard PAL B/G, PAL I (Inghilterra) e SECAM B/G (Rep. Dem. Tedesca) = Single-Standard [non NTSC e SECAM L (Francia) = Multistandard].

Tutte le stazioni devono quindi essere nuovamente memorizzate. I televisori Spectra-Stereo 9508 HiFi e gli altri apparecchi allestiti per "Multistandard" o SECAM L (Francia) devono essere assolutamente commutati su "Multistandard" in modo "Service" (vedi il capitolo "Modo Service"). Questi televisori sono caratterizzati rispettivamente dal modulo AM/FM 5101 **(fig. 1)** o AM/FM 5100 **(fig. 2)**, sul quale è saldato il modulo audio.

Se il display deve visualizzare dei simboli funzionali internazionali (inglesi), anche questa commutazione viene effettuata in modo "Service".

After the function has being switched to it's desired mode it is necessary to switch the set off by the remote control. Thus, the desired functions are being stored and simultaneously the "Service-Mode" is switched off.

2. Replacement of the IC MDA 2061, in position IR 73 (EEPROM)

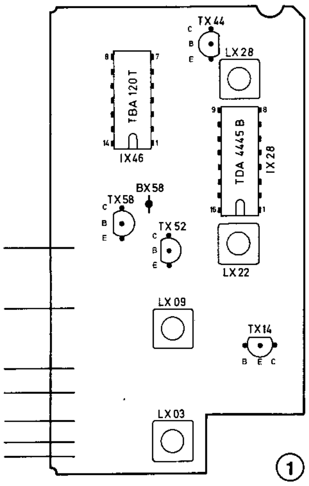
After replacement of the MDA 2061, the set will react as follows:

a) The display shows German function symbols.
b) The program storages have all stored Ch 00.
c) PAL B/G, PAL I (Great Britain) and SECAM B/G (DDR) can be received in "Single-Standard", not NTSC and SECAM L (France) = Multi-Standard.

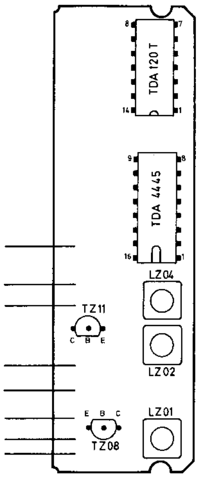
Thus, it is necessary that all transmitters are being stored newly again. With the model Spectra-Stereo 9508 HiFi and all sets which have been modified to Multistandard or to SECAM-L (France) it is required to switch – during "Service-Mode" – over to Multi-Standard (see section "Service-Mode").

These sets can be recognized by the sub-module AM/FM 5101 **(fig. 1)** or AM/FM 5100 **(fig. 2)** which is soldered onto the sound module.

When the function symbols should be displayed international (English), then the switch-over has to be carried out in the "Service-Mode".



①



②

3. Austausch des Ton-Moduls oder des Bedienteil-Mikroprozessors

Wenn ein Ton-Modul oder ein Bedienteil-Mikroprozessor aus einem Werkstatt- oder Lagergerät für Reparaturzwecke entnommen und in ein anderes Gerät eingebaut wird, ist unbedingt auf die richtige Paarung des µP-IC's (Position IR 01) und des Quarzes (Position QS 46) auf dem Ton-Modul unter dem Abschirmdeckel zu achten!

Bei den Bedienteil-Mikroprozessoren **THOM 06** und **THOM 07** (Position IR 01) muß auf dem Ton-Modul in Position QS 46 (unter dem Abschirmblech) ein **17,7292 MHz-Quarz,** Art.-Nr. 266.407, eingelötet sein.

Bei dem Bedienteil-Mikroprozessor **THOM 04** (Position IR 01) muß in Position QS 46 ein **17,7344 MHz-Quarz,** Art.-Nr. 266.298, eingelötet sein.

Nur diese Paarungen gewährleisten Stereo- und Zweitonempfang.

Bei Ton-Modulen und µP-IC's, die vom NORDMENDE Ersatzteildienst geliefert werden, ist ein entsprechender Quarz und ein Hinweiszettel beigefügt.

4. Zeilentrafo wechseln

Beim Wechseln des Zeilentrafos die beiden Kabelhalter **(a)**, das Fokuskabel **(b)** und das Hochspannungskabel **(c)** abziehen, da neue Zeilentrafos ohne Halter und Kabel geliefert werden.

3. Sostituzione del modulo audio o del microprozessore del tuner

Quando si preleva un modulo audio o un microprocessore da un apparecchio di officina o di stock per riparare un altro apparecchio, bisogna assolutamente controllare se l'appaiamento del circuito integrato a microprocessore (posizione IR 01) e del quarzo (posizione QS 46) sul modulo audio (sotto il coperchio schermante) è corretto.

Quando i microprocessori montati sul tuner sono del tipo **THOM 06** o **THOM 07** (posizione IR 01), sulla posizione QS 46 del modulo audio (sotto la lamiere schermante) deve essere saldato un quarzo da **17,7292 MHz** n° d'art. 266.407.

Quando il microprocessore montato sul tuner è del tipo **THOM 04**, (posizione IR 01), sulla posizione QS 46 del modulo audio deve essere saldato un quarzo da **17,7344 MHz** n° d'art. 266.298.

Solo questo appaiamento assicura un ricezione stereo e con audio a due canali.

I moduli audio ed i microprocessori forniti dal servizio ricambi NORDMENDE sono consegnati con un quarzo corrispondente ed un foglio di istruzioni.

4. Cambiamento del trasformatore di riga

Cambiando il trasformatore di riga, togliere i due fermacavi **(a)**, il cavo fuoco **(b)** e il cavo alta tensione **(c)** dato che i nuovi trasformatori di riga vengono forniti senza supporti e cavi.

3. Replacement of the Sound-Module or the Operating-Unit-Microprocessor

If a replacement of the sound-module or the micro-processor of the operating unit takes place with sound-modul or micro-processor taken from another set on stock, it is required, to observe the correct matching of the µP-IC (position IR 01) and the crystal (position QS 46) on the sound-modul below the screen plate.

With operating unit micro-processor **THOM 06** and **THOM 07** (position IR 01) the crystal QS 46 of the sound-modul must have a frequency of **17.7292 MHz**; part no. 266.407.

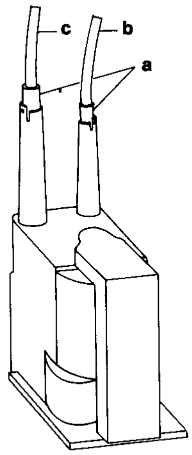
In case of an operating-unit micro-processor **THOM 04** (position IR 01), the crystal QS 46 must have a frequency of **17.7344 MHz** part no. 266.298.

Only this pairing guarantees stereo or two-tone reception.

Sound-modules or µP-IC's from the NORDMENDE Parts-Supply stock are being supplied with an additional crystal and a corresponding instruction sheet.

4. Line transformer replacement

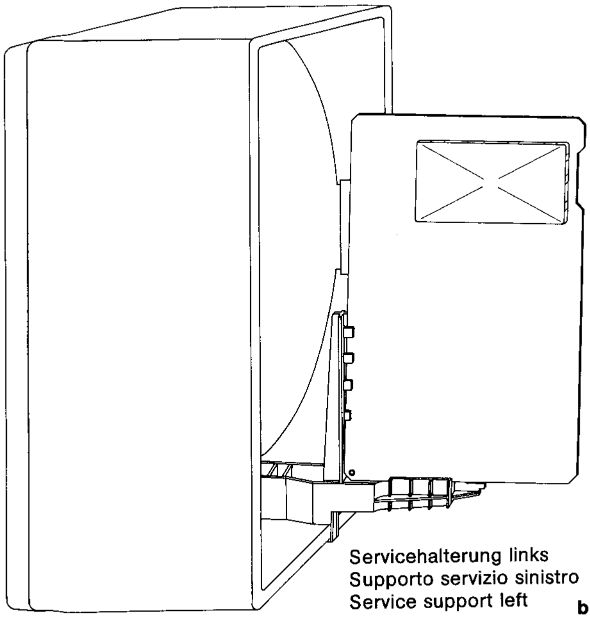
The new replacement transformer is supplied without the cable clips and cables, therefore keep the cable clips **(a)**, the focus cable **(b)** and the EHT-cable **(c)** from the original transformer.



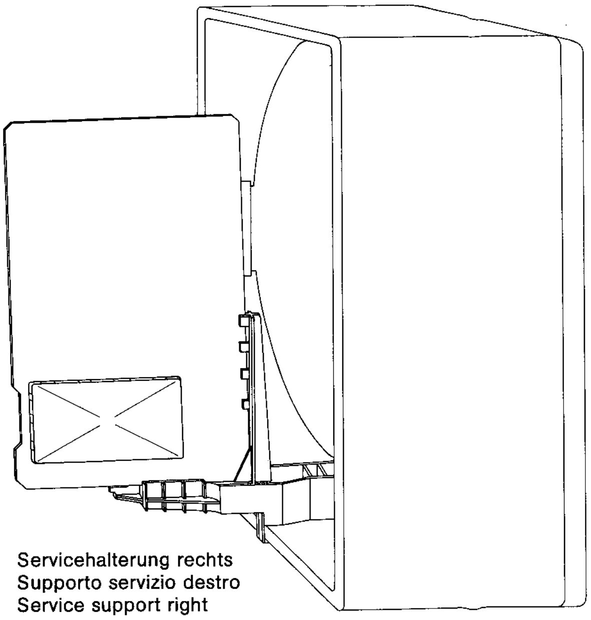
5. Service-Stellung

5. Posizione per servizio assistenza

5. Service-Position

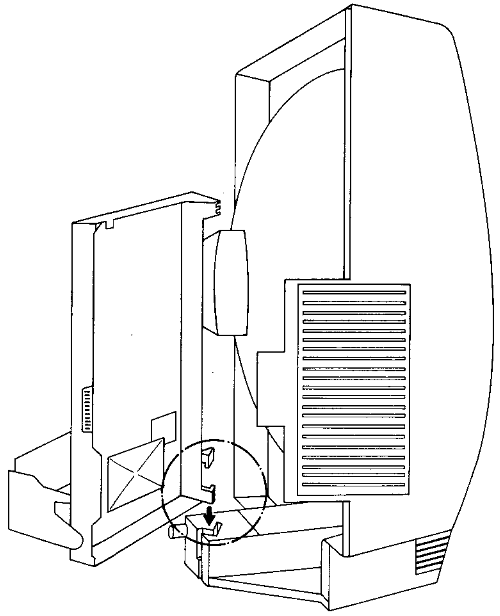


Servicehalterung links
Supporto servizio sinistro
Service support left

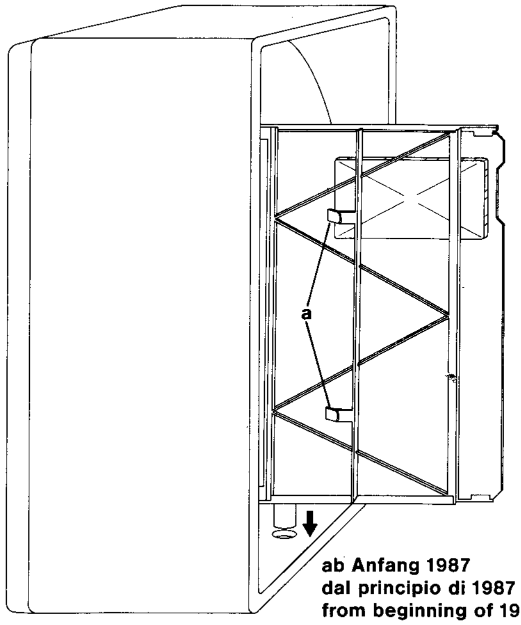


Servicehalterung rechts
Supporto servizio destro
Service support right

bis Anfang 1987
fino al principio di 1987
until beginning of 1987



nur bei Spectra-Stereo 6300, 7000 ab Mitte 1986
solo con Spectra-Stereo 6300, 7000 dalla metà di 1986
only with Spectra-Stereo 6300, 7000 from middle of 1986



ab Anfang 1987
dal principio di 1987
from beginning of 1987

Damit die Chassishalterung mit dem Chassis aus dem Gehäuse herausgenommen werden kann, muß zuerst das Chassis soweit aus dem Halter herausgezogen werden, bis die beiden Schnapper **(a)** ausgehakt werden können.

Per rimuovere il supporto del telaio con il telaio dalla custodia, bisogna prima togliere il telaio dal supporto in modo che i due scatti **(a)** possano essere sganciati.

In order to achieve the removal of the chassis together with the chassis-frame from the cabinet it is required to pull out the chassis from the frame to an extend that the two snappers **(a)** can be unhooked.

Funktionsbeschreibung

1. Netzteil

Bei den Farbfernsehgeräten mit dem Chassis F 15 und F 16 befindet sich die Stromversorgung aus fertigungstechnischen Gründen auf dem Grundchassis. Im vorliegenden Fall findet ein zeilenfrequent synchronisiertes Sperrwandler-Schaltnetzteil mit Sekundärregelung und getrenntem Stand-by-Netzteil Anwendung.
Besonderheiten dieses Konzepts:
- Alle Ausgangsspannungen sind stabilisiert.
- Keine Abschirmung des Schaltnetzteil-Trafos erforderlich.
- Sehr gute Stabilität der Betriebsspannung für die Horizontal-Ablenkstufe durch Sekundär-Regelung.
- Erhöhte Betriebssicherheit durch getrenntes Stand-by-Netzteil.
- Geringe Leistungsaufnahme im Stand-by-Betrieb (ca. 3 W).
- Regelbereich von 180 bis 264 V.

1.1 Stand-by-Stromversorgung

Fig. 1 (Seite 10) zeigt das Netzteil.
Damit das TV-Gerät fernbedient eingeschaltet werden kann, muß der IR-Empfänger, Bedienteilmikrocomputer und das Schaltnetzteil in Bereitschaft versetzt werden.
Nach Betätigung des Hauptnetzschalters liefert der Stand-by-Trafo LP 03 über den Brükkengleichrichter ca. 7,5 V an den Längstransistor TP 45. DP 45 begrenzt dessen Emitterspannung auf 7,5 V. Der Siebkondensator CP 46 glättet die DC-Spannung. TP 44, ein weiterer Längstransistor, liefert am Emitter – mit DP 44 stabilisiert – die 5 V-Stand-by-Betriebsspannung.
Bei Inbetriebnahme des Gerätes schaltet der Bedienteilmikrocomputer über RR 27 die Transistoren TR 26 und TP 48 durch. Der Power Prozessor TEA 2029 erhält hiermit an Pin 8 seine Betriebsspannung, die allerdings nur während des Einschaltvorganges aus dem Stand-by-Netzteil stammen darf.

Descrizione del funzionamento

1. Alimentatore rete

In tutti i televisori a colori con il telaio F15/F16 per motivi tecnici di produzione, tutto il circuito di alimentazione si trova sulla piastra base. In questo caso si tratta di un alimentatore a regolazione intermittente con traslatore di blocco, sincronizzato con la frequenza di riga, con regolazione delle tensioni secondarie e con alimentazione separate per le funzioni Stand-by.
Particolarità di questo nuovo concetto:
- tutte le tensioni in uscita sono stabilizzate;
- non è necessaria una schermatura al trasformatore di commutazione;
- una tensione stabilizzata per l'alimentazione dello stadio orizzontale, tramite la regolazione della tensione secondaria;
- sicurezza di funzionamento maggiore tramite l'alimentazione separata di Stand-by;
- potenza ridotta in funzione Stand-by (ca. 3W);
- campo di regolazione da 180 fino 264 Volt.

1.1 Alimentazione in funzione Stand-by

La fig. 1 (pagina 10) indica il circuito di alimentazione.
Affinché il televisore possa venir acceso con il telecomando, bisogna predisporre in stato di attesa il ricevitore IR, il microcomputer dell'unità comandi e l'alimentatore a regolazione intermittente.
Dopo l'inserimento con l'interruttore principale il trasformatore Stand-by LP03 fornisce, attraverso il ponte di rettificazione, ca. 7,5 Volt al transistor longitudinale TP45. DP45 limita la tensione a 7,5 Volt all'emitter.
Il condensatore di filtraggio CP46 livella la tensione DC. Un altro transistor longitudinale TP44, fornisce attraverso l'emitter una tensione di 5 Volt, stabilizzati con DP44, per l'alimentazione della funzione Stand-by.
Con la messa in funzione dell'apparecchio, il microcomputer dell'unità comando mette in conduzione, tramite RR27, i transistor TR26 e TP48.
Il processore di potenza TEA 2029 riceve al Pin 8 la tensione di alimentazione proveniente dall'alimentatore di Stand-by, la quale tuttavia è presente solo durante il procedimento di inserimento.

Function description

1. Power supply

For all colour television sets with the chassis F 15/F 16, the power supply is located on the main chassis, for technical reasons related to manufacture. In the present case, a reverse-converter switch mode power supply synchronised at the horizontal scanning frequency and provided with secondary regulation as well as a separate stand-by power supply is employed.
Special features of the design are the following:
- All output voltages are stabilized.
- Shielding of the switching power supply transformer is not necessary.
- Excellent stability of the operating voltage for the horizontal deflection stage is achieved by secondary regulation.
- The operating safety and reliability are enhanced by the separate stand-by power supply.
- The power consumption during stand-by operation is very low (about 3 W).
- The control range extends from 180 to 264 V.

1.1 Stand-by power supply

The power supply is illustrated in figure 1 (page 10).
In order to permit the television set to be switched on by remote control, the infrared detector, the control-panel microcomputer, and the switching power supply must be switched to the stand-by mode. After actuation of the main power switch, the stand-by transformer, LP 03, supplies about 7.5 V through the bridge rectifier to the series transistor, TP 45. DP 45 limits its emitter voltage to 7.5 V. The filter capacitor, CP 46, smooths the direct voltage. TP 44, a further series transistor, supplies the 5-V stand-by operating voltage – stabilised by DP 44 – at the emitter.
During start of operation with the set, the control-panel microcomputer switches the transistors, TR 26 and TP 48, through RR 27. The power processor, TEA 2029, thus receives its operating voltage at pin 8; however, this voltage can be derived from the stand-by power supply only during the process of switching on.

Im eingeschwungenen Betriebszustand liefert **der Dioden**split-Trafo über DP 47 die 13 V-Power-Prozessor-Betriebsspannung.

Das Schaltnetzteil erhält seine für den Anlauf erforderliche Stand-by-Spannung aus dem Mittelabgriff des LP 03. DP 08 und DP 09 wirken als Gleichrichterdioden. CP 26 dient zur Siebung der 100 Hz-Anlaufspannung.

1.2 Schaltnetzteil

Ein Einschaltbefehl aktiviert über den Bedienteilmikrocomputer, TR 26, TP 48 den Power Prozessor IL 14. Dieser liefert während der Anlaufphase an LP 32 zunächst schmale, sich langsam verbreiternde, zeilenfrequente Impulse. Der Impulstrafo LP 32 sorgt für die Netztrennung und überträgt das Ansteuersignal im Verhältnis 3 : 1. TP 11 liefert dieses Signal invertiert zur Treiberstufe, einem Gegentaktemitterfolger. Dieser, bestehend aus TP 19 und TP 16, liefert den Basisstrom für den Schalttransistor TP 24.

Die Bootstrapschaltung DP 21, CP 19 erhöht den Wirkungsgrad der Treiberstufe. Sie sorgt für einen genügend großen Basisstrom in TP 16 während der Leitphase des Schalters TP 24. Sperrt TP 16, so sperrt auch TP 24. Jetzt sind TP 11 und TP 19 leitend.

Innerhalb der Leitphase von TP 24 lädt der positive Basisstrom von TP 24 CP 24 auf. Die Ladespannung wird durch die drei Dioden DP 17, DP 18, DP 19 auf 2,1 V begrenzt. Sie dient nach dem Abschalten des TP 24 als negative Sperrspannung.

Die Spule LP 24 läßt beim Einschalten den Basisstrom in TP 24 nach einer e-Funktion auf ca. 1,2 As ansteigen und mindert dadurch seine Verlustleistung. Außerdem erfolgt durch LP 24 eine Anpassung an die Abschaltcharakteristik des TP 24. Mit dieser Maßnahme sind die Abschaltverluste auf ein Minimum reduziert.

Ist TP 24 durchgeschaltet, so fließt vom Brückengleichrichter ausgehend ein sägezahnförmig ansteigender Strom durch die Speicherinduktivität LP 04 (Anschlüsse 3/6) TP 24, RP 25 und RP 21 nach Masse (Fig. 2 a . . . d). Durch das Steuersignal an der Basis sperrt TP 24 wieder. Die Kollektorspannung an TP 24 ergibt sich aus der Summe der Netzspannung von ca. 300 V und der durch den Sekundärstromfluß induzierten Spannung. In dieser Phase erfolgt die Energieübertragung von der Primär- zur Sekundärseite des LP 04 (Fig. 2 e, f). Einen wichtigen Beitrag zur Minderung der Abschaltverluste leistet das Dämpfungsglied DP 23, CP 23, RP 23, RP 28. Durch Umladung von CP 23 wird der Kollektorspannungsanstieg verringert und somit die Leistungsspitze verkleinert.

1.3 Regelung

Die sekundär an CP 41 liegende Systemspannung U 2 dient zur Versorgung der Horizontalablenkstufe. Sie wird über den Spannungsteiler RL 10, PL 15, RL 15 auf ca. 1,3 V geteilt und IL 14 an Pin 9 zugeführt.

Der in IL 14 befindliche Impulsbreitenmodulator leitet aus der Spannungsdifferenz zwischen der intern vorgegebenen 1,3 V-Spannung und der an Pin 9 liegenden Spannung die Impulsbreite am Ausgang Pin 7 ab.

Bei Abweichung der Systemspannung U 2 von ihrem Sollwert liefert IL 14 an Pin 7 unterschiedlich breite Impulse.

Einem Hochlaufen der Spannung wirken zeitlich verkürzte Einschaltimpulse für TP 24 entgegen. Da bei kürzerer Leitzeit weniger Energie aufgenommen wird, ist demzufolge die sekundärseitige Energieabgabe ebenfalls geringer. Somit stabilisiert sich die Systemspannung auf ihren Sollwert. Sollte infolge zunehmender Belastung die Systemspannung absinken, so liefert der Impulsbreitenmodulator in IL 14 zunehmend breitere, zeilenfrequente Impulse. TP 24 bleibt länger leitend. Der Energiespeicher LP 04 nimmt nun mehr Energie auf. Während der Sperrphase von TP 24 erfolgt die Energieübertragung zur Sekundärseite des LP 04. Somit bleibt auch bei zunehmender Belastung von U 2 die Spannung stabilisiert.

Durante la condizione di funzione il trasformatore a diodi split fornisce tramite DP47 la tensione di alimentazione di 12 Volt al processore di potenza.

L'alimentatore a regolazione intermittente riceve la tensione di avvio dalla presa centrale del trasformatore di Stand-by LP03. DP08 e DP09 sono diodi rettificatori. CP26 serve per il livellamento dei 100 Hz della tensione di avviamento.

1.2 Alimentatore a regolazione intermittente

Il microcomputer dell'unità comandi fornisce un comando di inserimento al processore di potenza IL14. Questo fornisce durante la fase di avviamento al LP32 degli impulsi a frequenza di riga stretti i quali lentamente si allargano. Il trasformatore di impulsi LP32 provvede alla separazione dalla rete elettrica, ed alla traslazione del segnale di pilotaggio con un rapporto di 3 : 1.

TP 11 disaccoppia ed inverte questo segnale e lo fornisce allo stadio pilota, un circuito ad emitter in controfase.

Questo è composto dal TP19 e dal TP16, fornisce la corrente di base per il transistor di commutazione TP24.

Il circuito "BOOTSTRAP" DP21 e CP19 fanno aumentare il fattore di rendimento dello stadio pilota. Esso provvede per una corrente di base sufficientemente grande al TP16 durante la fase di conduzione del TP24. Se TP16 va in interdizione, va in interdizione anche TP24. Mentre sono in conduzione TP11 e TP19.

Durante la fase di conduzione del TP24, la corrente positiva di base del TP24 carica il CP24. La tensione di carica viene limitata a 2,1 Volt, tramite i 3 diodi DP17, DP18 e DP19. Essa serve come tensione negativa di blocco dopo il disinserimento del TP24.

La bobina LP24, durante l'inserimento del TP24, dopo una funzione esponenziale, lascia salire la corrente di base a 1,2 Amp. per minuto secondo, e con ciò diminuisce la potenza di dissipazione.

In più tramite LP21 avviene un adattamento alle caratteristiche di disinserimento del TP24. Con questo provvedimento, le perdite di disinserimento sono ridotte al minimo. Se TP24 è in conduzione, circola una corrente in salita a forma di dente di sega dal rettificatore a ponte, attraverso l'induttività di immagazinamento LP04, (collegamenti 3/6), TP24, RP25 e RP21 a massa (fig. 2 a...d). In conseguenza della corrente di pilotaggio di base, il TP24 va in interdizione. La tensione di collettore al TP24 é la risultante della somma delle tensioni di rete di ca. 300 V e della tensione indotta dalla corrente di flusso secondario.

In questa fase avviene la traslazione di energia dal primario al secondario del LP04 (fig. 2 e,f). Un contributo importante per ridurre le perdite di disinserimento, lo da il circuito di sforzamento DP23, CP23, RP23, RP28. Tramite il ricaricamento del CP23 l'aumento della tensione di collettore viene ridotta e con ciò i picchi di potenza.

1.3 Regolazione

La tensione secondaria del sistema al CP41, U2 serve per l'alimentazione della deflessione orizzontale. Essa viene ridotta tramite il partitore di tensione RL10, PL15, RL15 a ca. 1,3 V, e portato al Pin 9 dell'IL14.

Il modulatore larghezza impulsi, incorporato nell'IL14, in base alla differenza della tensione interna di 1,3 V e la tensione presente al Pin 9, fornisce una tensione ad impulsi con larghezza variabile al Pin 7.

Con variazioni della tensione U2, dal suo valore nominale, il IL14 al Pin 7 fornisce degli impulsi con differenti larghezze.

Con un aumento della tensione, si avranno degli impulsi di inserimento al TP24 più stretti. Con una durata di conduzione più breve, viene assorbita una energia minore, quindi anche l'energia secondaria sarà minore.

Così si stabilizza la tensione del sistema sul suo valore nominale.

Se a causa di un maggiore assorbimento, la tensione diminuisce, il modulatore larghezza impulsi nel IL14 fornisce degli impulsi a frequenza di riga con una larghezza maggiore.

In the steady operating state, the diode split transformer yields the 13-V power processor operating voltage through DP 47. The switching power supply receives its stand-by voltage necessary for starting from the centre tap of LP 03. DP 08 and DP 09 operate as rectifying diodes. CP 26 serves as a filter for the 100-Hz starting voltage.

1.2 Switching power supply

By means of the control-panel microcomputer, TR 26, TP 48, a switch-on command activates the power processor, IL 14. During the starting phase, the power processor delivers initially narrow and gradually expanding pulses at the scanning frequency to LP 32. The pulse transformer, LP 32, provides for isolation from the power mains and transmits the triggering signal at a ratio of 3 : 1. TP 11 delivers this signal in inverted form to the driving stage, a push-pull emitter follower consisting of TP 19 and TP 16, which supplies the base current for the switching transistor, TP 24. The bootstrap circuit comprising DP 21 and CP 19 increases the efficiency of the driving stage. It ensures a sufficiently high base current in TP 16 during the conducting phase of the switching transistor, TP 24. When TP 16 blocks, TP 24 blocks too, while TP 11 and TP 19 conduct.

During the conducting phase of TP 24, the positive base current at TP 24 charges CP 24. The charging voltage is limited to 2.1 V by the three diodes, DP 17, DP 18, and DP 19. After TP 24 has switched off, this serves as a negative blocking voltage.

During the switch-on process, the inductance coil, LP 24, allows the base current in TP 24 to increase in accordance with an exponential function to about 1.2 A.s and thus decreases the power loss. Moreover, an adaptation to the breaking characteristic of TP 24 is effected by LP 24. By means of this measure, the breaking loss is reduced to a minimum.

If TP 24 is switched on, an augmenting, sawtooth-shaped current flows from the bridge rectifier through the storage coil, LP 04, (terminals 3/6), TP 24, RP 25, and RP 21 to the chassis earth (figure 2, a to d). As a result of the control signal at the base, TP 24 blocks once again. The collector voltage at TP 24 is given by the sum of the mains voltage of about 300 V and that induced by the secondary current flow. During this phase, the energy transfer proceeds from the primary to the secondary circuit of LP 04 (figure 2, e and f).

An important contribution to the reduction of breaking losses is provided by the attenuation network comprising DP 23, CP 23, RP 23, and RP 28. As a result of recharging at CP 23, the rise of the collector voltage is decreased, and thus the power peak is smaller.

1.3 Regulation

The system voltage U 2 present secondarily at CP 41 serves to supply the horizontal deflection stage. It is decreased to about 1.3 V by the voltage divider comprising RL 10, PL 15, and RL 15, and supplied to pin 9 of IL 14.

The pulse width modulator present in IL 14 derives the pulse width at the output, pin 7, from the voltage difference between the internally preset voltage of 1.3 V and that prevailing at pin 9. In the event that the system voltage deviates from its set value, IL 14 delivers pulses of differing width at pin 7.

An excessive rise of the voltage is counteracted by temporarily shortened closing pulses for TP 24. Since less energy is accepted during a shorter conducting period, the energy dissipation in the secondary circuit is likewise lower, as a consequence. Thus, the system voltage stabilizes to its set value. If the system voltage drops as a result of increasing load, the pulse width modulator in IL 14 yields progressively broader pulses at the scanning frequency. TP 24 remains conductive for a longer time. The energy storage coil, LP 04, now absorbs more energy. During the blocking phase of TP 24, the energy transfer proceeds to the secondary circuit of LP 04. Thus, the voltage remains stable even for increasing load on U 2.

1.4 Schutzschaltung

Ein Ansprechen der Schutzschaltung findet nur bei extremer Überlast statt. Im Fehlerfall wird endgültig abgeschaltet. Dieser Betriebszustand wird an Pin 15 des IL 14 mit High-Pegel (7 V) signalisiert.

1.4.1 Dynamische Regelbegrenzung

Neben der statischen Begrenzung durch den Power-Prozessor IL 14 (max. Impulsbreite ≙ 28 µs) erfolgt auch eine dynamische Regelbegrenzung. Sie besteht aus den Bauteilen RP 20, DP 25, DP 24 und RP 18 im Schaltnetzteil. Bei unzulässig weit abgefallener Netzspannung verhindert dieser Schutzschaltungszweig durch Abschalten des TP 24 eine Überlastung des Transistors.

Während – ausgehend von LP 04 – ein Entladestrom fließt, sind die Spannungen an den Sekundärwicklungen der Stromversorgungsschienen positiv. Für diese Zeit bleibt der Transistor TP 11 über DP 25, DP 24 und RP 18 eingeschaltet. Damit ist TP 24 so lange gesperrt, bis der Sekundärladestrom abgeflossen ist. Dies gilt auch dann, wenn aufgrund der Regelschaltung am Power-Prozessor-Ausgang Pin 7 das Einschaltsignal vorhanden ist. Fällt die Netzspannung unter ca. 80 V ab, dann setzt der Bedienteilmikrocomputer das Gerät außer Betrieb.

1.4.2 Schluß des LP 04 oder einer sekundärseitigen Gleichrichterdiode

Mit zunehmender Belastung verlängert sich die Stromflußzeit in TP 24. Der strombedingte Spannungsabfall über RP 25, RP 21 erhöht sich so lange, bis TP 15 durchschaltet. Dieser Transistor bildet mit TP 14 eine monostabile Kippstufe. Sie verbleibt – bestimmt durch die Zeitkonstante RP 14, CP 04 – ca. 100 ms in ihrem astabilen Zustand. Während dieser Zeit ist TP 19 leitend und damit das Netzteil außer Betrieb. Infolgedessen fallen sämtliche Sekundärbetriebsspannungen ab. Das Absinken von U 4 (+13 V) wird genutzt, um den Transistor TL 17 durch den über CL 33 entstehenden negativen Spannungssprung über DL 23 zu sperren. Die positive Spannung von CL 36 liegt nun über RL 36, RL 19 am Schutzschaltungseingang Pin 28 des IL 14 (TEA 2029). Auf diese Art gelangt die Abschaltinformation über die Primär- zur netzgetrennten Sekundärseite des Netzteiles.

Nach ca. 2 bis 3 Sekunden startet das Schaltnetzteil erneut. Dieser erneute Weichstart mit anfänglich schmalen und immer breiter werdenden Impulsen wird durch die Entladung von CL 21 an Pin 15 des IL 14 gesteuert. Insgesamt erfolgen zwei Weichstarts. Liegt ein Fehler in der Schaltung vor, so blockiert IL 14 die Ansteuersignale für das Schaltnetzteil, die Horizontal- und Vertikalablenkstufe. Das Gerät verbleibt solange im Schutzschaltungsmode, bis durch ein erneutes Aus- und Wiedereinschalten mittels des Hauptnetzschalters IC-intern ein „Reset" erfolgt.

1.4.3 Dauerüberlastung der Systemspannung U 2 oder der Ton-Modulspannungsversorgung U_S

Eine feste Trafoverkopplung verhindert bei solchen Fehlerfällen das korrekte Arbeiten des Netzteiles. Ist beispielsweise die Spannungsversorgung für die Treiberschaltung ungenügend, wird TP 24 nicht mehr sicher durchgeschaltet. Die Betriebsspannungen erreichen nicht ihre geforderten Werte.

Die integrierte Schaltung IL 14 liefert jedoch von Pin 7 weiterhin ein zeilenfrequentes Ansteuersignal. Hierdurch entsteht über DL 38 und RL 38 eine positive Spannung an CL 36. Da sich jetzt aber die Spannung U 4 (+13 V) nicht aufbaut, bleibt TL 17 gesperrt. Die positive Spannung an CL 36 aktiviert über RL 36, RL 19 und Pin 28 des IL 14 die Schutzschaltung.

Nach zwei ergebnislosen Startversuchen verbleibt IL 14 im Schutzschaltungsmode.

Bei Kurzzeitüberlastung oder Bildröhrenüberschlag würde das Gerät nach einmaliger Schutzschaltfunktion wieder normal weiterarbeiten.

TP24 rimane per più tempo in conduzione. LP04 immagazzinerà più energia. Durante la fase di interdizione del TP24 avviene il trasporto di energia nella parte secondaria del LP04. Perciò anche con l'aumento del carico di U2, la tensione rimane stabilizzata.

1.4 Circuito di protezione

Il circuito di protezione entra in funzione solamente in caso estremo di sovraccarico. Solamente in caso di un guasto l'apparecchio viene spento. Questo viene segnalato al Pin 15 del IL14 con un livello "H" (7V).

1.4.1 Limitazione della regolazione dinamica

Accanto alla limitazione statica tramite il processore di potenza IL14 (mass. larghezza ≙ 28 µs) avviene anche una limitazione della regolazione dinamica. Essa è formata dal RP20, DP25, DP24 e RP18.

Con una forte caduta della tensione di rete e con il disinserimento del TP24, si evita un sovraccarico del transistor. Quando circola una corrente di scarica dal LP04, le tensioni nell'avvolgimento secondario sono positive; per questo periodo di tempo il transistor TP11 attraverso DP25, DP24 e RP18 è in conduzione. Perciò il TP24 rimane in interdizione finché la corrente secondaria di carica è defluita.

Questo vale anche quando in base al circuito di regolazione al processore di potenza Pin 7 è presente il segnale di inserimento. Se la tensione di rete scende sotto ca. 80 V, il microcomputer dell'unità comandi disinserisce l'apparecchio.

1.4.2 LP04 oppure un diodo rettificatore nel circuito secondario in corto

Con l'aumento del carico, si allunga il tempo di flusso della corrente nel TP24. La caduta di tensione, dipendente dalla corrente attraverso RP25, RP21 aumenta fino a quando il TP15 va in conduzione.

Questo transistor forma con il TP14 un circuito multivibratore monostabile. La sua posizione astabile di ca. 100 ms, viene determinata dalla costante di tempo RP14, CP04.

Durante questo periodo di tempo TP19 è in conduzione, quindi l'alimentatore è fuori funzione. Di conseguenza tutte le tensioni secondarie si annullano. La caduta di tensione U4 (+ 13 V) provoca l'interdizione del transistor TL17 attraverso DL23, con i salti negativi di tensione che si formano nel CL33.

La tensione positiva del CL36 è presente, attraverso RL36, RL19 all'ingresso del circuito di protezione Pin 28 del IL14 (TEA 2029).

In questo modo l'informazione di disinserimento viene passata dalla parte primaria alla parte secondaria dell'alimentatore.

Dopo ca. 2 o 3 secondi l'alimentatore regolato riparte nuovamente con una nuova partenza morbida. All'inizio impulsi stretti che diventano sempre più larghi, in dipendenza della scarica di CL21 al Pin15 del IL14.

In totale avvengono due partenze morbide. Dopodiché il IL14 blocca i segnali di pilotaggio per l'alimentatore a regolazione intermittente e per gli stadi della deflessione orizzontale e verticale.

L'apparecchio rimane in protezione, fino a quando esso non viene disinserito e nuovamente inserito con l'interruttore principale, provocando internamente un impulso di ripristino.

1.4.3 Sovraccarico continuato della tensione del sistema U2 oppure della tensione di alimentazione del modulo audio U_S.

L'accoppiamento stretto del trasformatore, in caso di tali guasti, non permette un lavoro corretto dell'alimentatore. Così per esempio la tensione di alimentazione dello stadio pilota è insufficiente. TP14 non va più completamente in conduzione. La tensione di alimentazione non raggiunge il valore desiderato.

Il circuito integrato IL14 fornisce ugualmente dal Pin 7, come prima un segnale di pilotaggio a frequenza di riga.

1.4 Protective circuit

The protective circuit responds only in the case of extreme overload. In the event of failure, it ultimately switches off. This operational state is signalised with high level (7 V) at pin 15 of IL 14.

1.4.1 Dynamic control limiting

Besides the static limiting by the power processor, IL 14 (maximal pulse width ≙ 28 µs), dynamic control limiting is also provided by the components RP 20, DP 25, DP 24, and RP 18 in the switching power supply. If the mains voltage drops below the permissible lower limit, this leg of the protective circuit prevents overloading of the transistor, TP 24, by switching it off.

While a discharge current – originating from LP 04 – is flowing, the voltages on the secondary windings of the power supply circuits are positive. During this time, the transistor, TP 11, remains switched on through DP 25, DP 24, and RP 18. Thus, TP 24 remains blocked until the secondary charging current has ceased to flow. This also applies to the case where the closing signal is present at the power processor output, pin 7, because of the control circuit. If the mains voltage falls below about 80 V, the control panel microcomputer discontinues the operation of the set.

1.4.2 Short circuit of LP 04 or of a rectifier diode in the secondary circuit

With increasing load, the time of current flow in TP 24 increases. The voltage due to the current through RP 25 and RP 21 increases until TP 15 switches on. Together with TP 14, this transistor constitutes a monostable monovibrator stage. As governed by the time constant of RP 14 and CP 04, it remains in its astable state for about 100 ms. During this period, TP 19 is conductive, and the power supply is therefore not operative. Consequently, all secondary operating voltages decrease. The drop of U 4 (+13 V) is utilised for blocking the transistor, TL 17, through DL 23 by means of the negative voltage jump arising across CL 33. Through RL 36 and RL 19, the positive voltage across CL 36 is now present at the protective circuit input, pin 28, of IL 14 (TEA 2029). In this manner, the switch-off information is transmitted through the power mains isolation from the primary to the secondary circuit of the power supply.

After 2 to 3 s, the switching power supply restarts. The renewed soft start with initially narrow and progressively broader pulses is controlled by the discharging of CL 21 at pin 15 of IL 14. A total of two soft starts are effected. If a defect is present in the circuit, IL 14 blocks the triggering signals for the switching power supply, as well as the horizontal and vertical deflection stages. The set remains in the protective switching mode until a "reset" operation is effected internally in the IC by renewed switching the set off and on by means of the main power switch.

1.4.3 Prolonged overloading of the system voltage U 2 or of the audio module voltage supply U_S

In such cases of malfunction, a permanent transformer coupling prevents correct operation of the power supply. If, for example, the voltage supplied to the driver circuit is not sufficient, TP 24 is no longer switched with certainty. The operating voltages do not attain the required values. Nevertheless, the integrated circuit, IL 14, continues to deliver a triggering signal at the horizontal scanning frequency from pin 7. As a result, a positive voltage arises at CL 36 by way of DL 38 and RL 38. Since, however, the voltage U 4 (+13 V) is now no longer building up, TL 17 remains blocked. The positive voltage on CL 36 activates the protective circuit through RL 36, RL 19, and pin 28 of IL 14. After two unsuccessful attempts to start, IL 14 remains in the protective switching mode. In the event of momentary overload or picture-tube arc-over, the set would resume normal operation after a single protective switching operation.

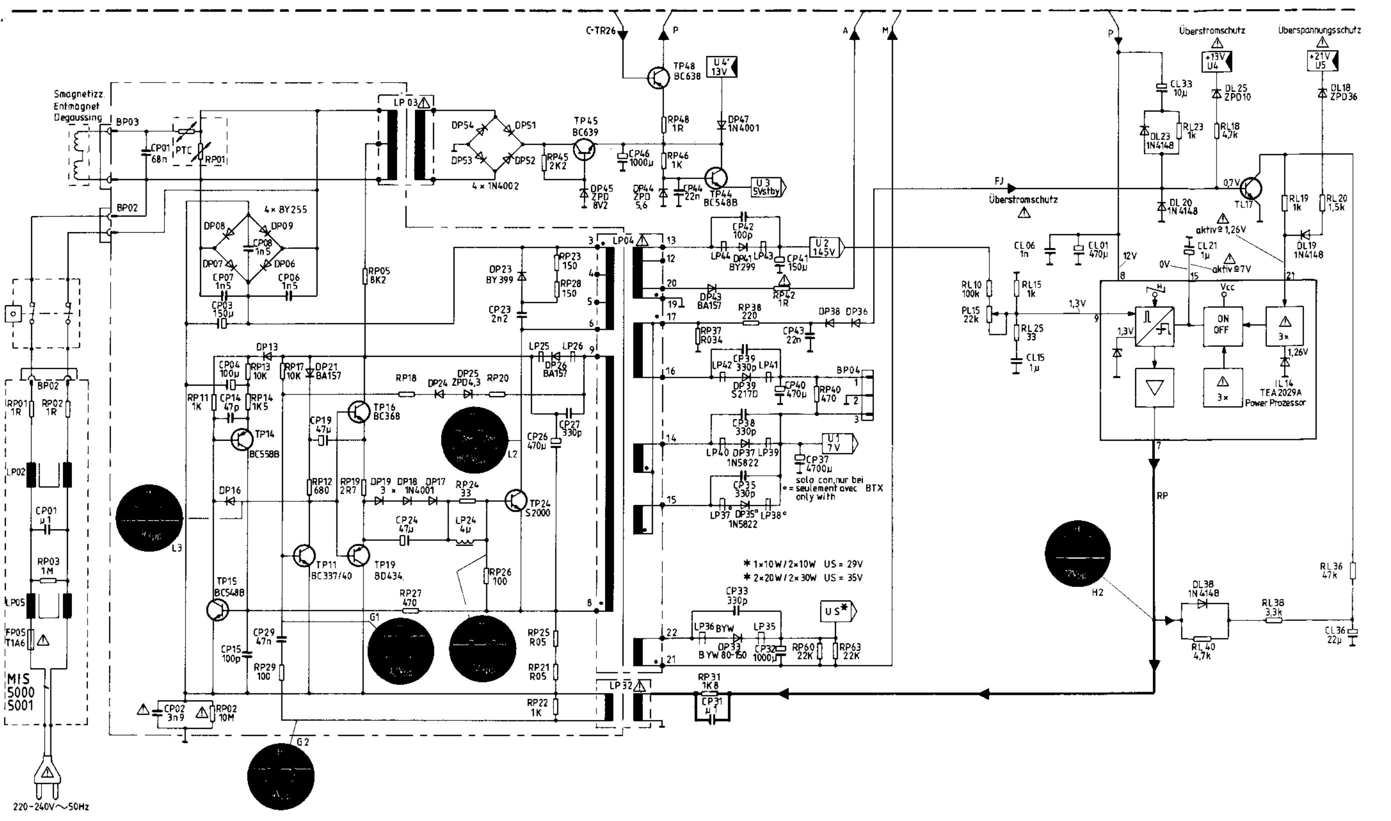


Fig. 1
Netzteil mit Schutzschaltung
Alimentazione con circuito di protezione
Power supply with protective circuit

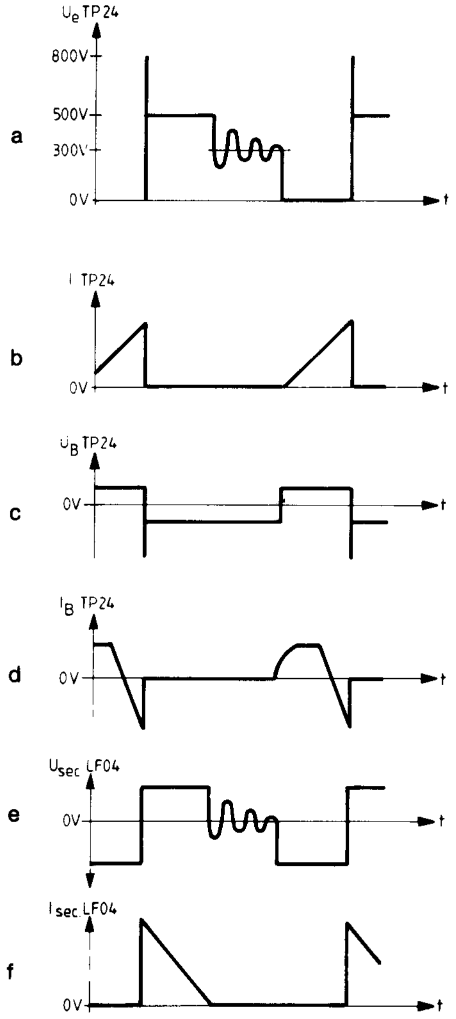


Fig. 2
Spannungs- und Stromdiagramme
Diagrammi tensione e corrente
Voltage and current plots

1.4.4 Dauerüberlastung der U1-(7 V)- bzw. U 4-(13 V)-Spannungsquelle

Die Speisung dieser Stromschienen erfolgt aus relativ lose gekoppelten Trafowicklungen, so daß hier der zuvor angeführte Schutzschaltungsweg nicht wirkt.

Am gemeinsamen Fußpunktwiderstand RP 37 (Widerstandsdrahtbrücke) steht aufgrund des zu hohen Stromes eine negative Spannung. Diese gelangt über RP 38, DP 38, DP 36 an TL 17 und sperrt diesen. Nun aktiviert die an CL 36 stehende Spannung den Schutzschaltungseingang Pin 28 des IL 14.

1.4.5 Überspannungsschutz

Ein zu hohes Ansteigen aller Betriebsspannungen, z. B. durch einen Fehler in der Regelschaltung oder einen Ausfall der Vertikalablenkschaltung (z. B. DL 21 ohne Ansteuersignal), wird durch Überwachung von U 5 (21 V) über DL 18, RL 20 und DL 19 verhindert.

2. IR-Fernbedienung

Mit der IR-Fernbedienung findet ein Fernbedienungskonzept Einsatz, das sich durch Service-Freundlichkeit und Betriebssicherheit auszeichnet.

Kenndaten:

- IR-Fernbedienung für 40 Befehle
- Befehlsausgabe durch 11-Bit-Datenworte
- „Toggle-bits" für eindeutige Befehlserkennung
- Taktoszillator mit 400 KHz
- Besonders geringe Leistungsaufnahme (aktiv ca. 2 mA, standby ca. 2 μA)
- Großer Speisespannungsbereich (4 ... 7 V)
- Leistungsarme „geblitzte" Impulsübertragung.

Die gesamte Elektronik der IR-Fernbedienung setzt sich aus nur 2 aktiven und 8 passiven Bauelementen zusammen, wodurch eine hohe Betriebssicherheit vorprogrammiert ist. Eine mechanische Tastenmatrix ergänzt den Schaltungsaufwand.

Durch die Betätigung einer Taste der 7 x 7-Matrix wird ein Sensoreingang auf Low gesetzt und ein Abfragezyklus gestartet.

Im Ruhezustand liegen die Treiberausgänge Pin 13 ... 19 des IC IB01 mit ihren „Open-drain"-Ausgängen auf Low-Pegel. Die „pull-up"-Sensoreingänge hingegen sind auf High gesetzt (Pin 2 ... 8).

Während der Tastenmatrix-Abfrage ist jeweils nur ein Treiberausgang niederohmig geschaltet.

Wird die Betätigung einer Taste von dem IC erkannt, beginnt der Oszillator zu schwingen. Dieser besteht im wesentlichen aus einem Inverter, der extern mit einem Keramikschwinger rückgekoppelt ist. CB 01 und CB 02 gewährleisten eine kurze Anschwingzeit über einen großen Versorgungsspannungsbereich.

Das Oszillatorsignal wird einem Teiler zugeführt, dessen Ausgangssignal den nachgeschalteten Zähler taktet. Der jeweilige Zählerstand wird decodiert der Treiberstufe zugeführt und steht an den Ausgängen Pin 13 bis 18 zwecks Abfrage der Tastenmatrix zur Verfügung. Eine im Sensordecoder (Pin 2 bis 8) erkannte Tastenbetätigung wird in den Datenspeicher übernommen.

Diese Daten werden über einen Datenmultiplexer dem Modulationszähler zugeführt, der daraus in Pulsabstandsmodulation ein 11-Bit-Datenwort erzeugt, das über einen Verstärker entkoppelt am Ausgang Pin 1 zur Verfügung steht.

Per questo motivo si forma una tensione positiva al CL36, attraverso DL38 e RL38. Siccome la tensione U4 (13 V) non si forma, TL17 rimane in interdizione. La tensione positiva al CL36 attiva il circuito di protezione del IL14 Pin 28, attraverso RL36 e RL19.

Dopo due tentativi di inserimento dell'apparecchio, senza risultato, IL14 rimane nella funzione "protezione".

In caso di sovraccarichi temporanei oppure scariche del cinescopio, l'apparecchio si inserisce nuovamente automaticamente.

1.4.4 Sovraccarico continuato di U1 (7V) rispettivamente la sorgente della tensione U 4 (13 V)

L'alimentazione della sbarra collettrice avviene tramite un accoppiamento relativamente lasco degli avvolgimenti nel trasformatore, in modo che il circuito di protezione precedentemente nominato non abbia efficacia.

Nel punto base comune RP37 (ponte di resistenza a filo) a causa della grande corrente si avrà una tensione negativa. Questa arriva attraverso RP38, DP38, DP36 al TP17 e lo mette in interdizione. Quindi la tensione presente al CL36 attiva l'ingresso del circuito di protezione Pin 28 del IL14.

1.4.5 Protezione da sovratensioni

Un aumento troppo forte di tutte le tensioni di alimentazione, p.es. per un guasto nel circuito di regolazione, oppure un guasto nel circuito deflessione verticale (p.es. DL21 senza segnale di pilotaggio) viene evitato tramite un controllo di U5 (21 V) attraverso DL18, RL20 e DL19.

2. Telecomando IR

Con il telecomando IR nei TV a colori con il telaio F15/F16 è stato studiato un nuovo concetto che lo rende più sicuro nel funzionamento e più semplice nel servizio.

Dati tecnici del telecomando

- Telecomando IR con 35 funzioni
- Comandi tramite 11 Bit parola dati
- Circuito Flip-Flop per riconoscimento dati
- Oscillatore di ritmo con 400 KHz
- Consumo ridotto di energia (in funzione ca. 2 mA, in Stand-by ca. 2 μA)
- Ampio campo tensione di funzionamento (da 4 ... a 7 V)
- Emissione di impulsi lampo con minima potenza di assorbimento

L'elettronica del telecomando IR si compone solamente di due componenti attivi ed otto componenti passivi, che assicurano una elevata sicurezza di funzionamento. Una matrice meccanica completa i componenti. Premendo uno dei tasti della matrice 7 x 7 il livello dell'ingresso sensoriale viene portato a livello "L" facendo partire un ciclo di interrogazioni.

In riposo le uscite di pilotaggio Pin 13 ... 19 del IC IB01 sono con il Drain aperto su livello "L", gli ingressi sensoriali invece su livello "H" (Pin 2 ... 8).

Durante l'interrogazione della matrice solo un'uscita di pilotaggio (alla volta) può essere commutata su livello "L".

Se la premuta di un tasto viene riconosciuta dal IC, l'oscillatore inizia ad oscillare. Questo è composto in particolare da un invertitore che è collegato esternamente ad un oscillatore ceramico.

CB01 e CB02 hanno il compito di iniziare, in tempo breve e con grande margine di tensione d'alimentazione, le oscillazioni.

Il segnale dell'oscillatore viene applicato ad un divisore, l'uscita sincronizza un contatore di ritmo. La posizione del contatore viene codificata e portata al circuito di pilotaggio che all'uscita lo mette a disposizione dal Pin 13 fino al Pin 18, per l'interrogazione della matrice. Una funzione di qualsiasi tasto viene riconosciuta nel decodificatore sensoriale (Pin 2 fino Pin 8) ed accettata dalla memoria dati.

Questi dati vengono applicati al contatore della modulazione, tramite un circuito multiplex, il quale produce, dalle modulazioni a larghezza impulsi, una parola dati di 11 Bit, disaccoppiata da un amplificatore che è disponibile al Pin 1.

1.4.4 Prolonged overloading of the U1 (7 V) or U 4 (13 V) voltage source

The supply to these circuits proceeds from comparatively loosely coupled transformer windings; hence, the protective switching process previously described is not effective in this case:

Because of the excessively high current, a negative voltage is present at the common base resistor, RP 37 (resistance wire bridge). By way of RP 38, DP 38, and DP 36, this voltage reaches TP 17 and causes it to block. The voltage prevailing across CL 36 now activates the protective circuit input, pin 28 of IL 14.

1.4.5 Overvoltage protection

An excessive increase of all operating voltages, for example, as a result of a malfunction in the control circuit or failure of the vertical deflection circuit (such as the absence of a triggering signal at DL 21), is prevented by monitoring of U 5 (21 V) through DL 18, RL 20, and DL 19.

2. IR remote control

By means of the infrared remote control, a remote-control design characterised by convenient serviceability and operational reliability is employed with the colour television sets with the chassis F 15/F 16. The technical specifications on the remote control include:

- IR remote control for 35 commands;
- command transmission with the use of 11-bit data words;
- toggle bits for unambiguous command recognition;
- clock-oscillator at 400 kHz;
- especially low power consumption (active current: about 2 mA, stand-by current: about 2 μA);
- wide supply voltage range (4 to 7 V),
- low-power "flashed" pulse transmission.

The entire electronic system of the IR remote control comprises only two active and eight passive components; thus, a high degree of operational reliability is ensured in advance. A mechanical push-button matrix completes the circuitry.

Upon pressing of a key on the 7 x 7 matrix, a sensor input is set to "low", and an interrogation cycle is initiated. In the quiescent state, the driver outputs, pins 13 to 19, of the IC, IB 01, are at low level with their "open drain" outputs. The "pull-up" sensor inputs are thus set to "high" (pins 2 to 8).

During the push-button matrix interrogation, only a single driver output is switched to low resistance in each case. If the actuation of a key is recognised by the IC, the oscillator is starting. The oscillator comprises essentially an inverter, which is externally coupled for feed-back with a ceramic oscillator. CB 01 and CB 02 ensure a brief oscillation-build-up time over a wide range of supply voltage. The oscillator signal is fed to a divider, whose output signal serves for timing the counter connected downstream. The respective status of the counter is decoded, fed to the driving stage, and is then available at the outputs, pins 13 to 18 for interrogation of the push-button matrix. A key actuation recognised in the sensor decoder (pins 2 to 8) is accepted in the data memory. These data are fed to the modulation counter by means of a data multiplexer. The modulation counter generates an 11-bit data word in pulse interval modulation. By means of an amplifier, the data word is decoupled and made available at the output, pin 1.

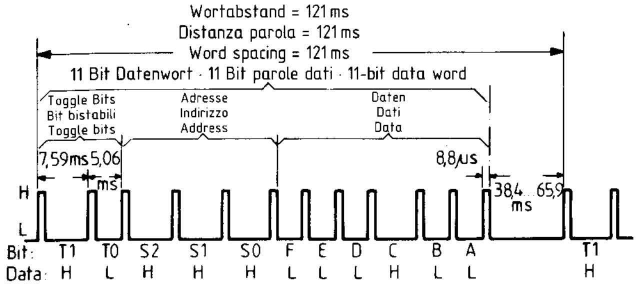


Fig. 3
Sendersignal der Fernbedienung im Flash-Mode
Segnale di trasmissione del telecomando in funzione pulsante
Signal transmitted by the remote control in the flash mode

Fig. 3 zeigt das 11-Bit-Datenwort.

Der Wortabstand beträgt 121 ms.

T1 und T 0 sind Toggle-Bits. Mit jeder erneuten Tastenbetätigung wechseln die Toggle-Bits, d. h. ein neuer Befehl wird vom Empfänger nur akzeptiert, wenn das neue Toggle-Bit vom alten abweicht.

Ist die Übertragungsstrecke gestört, (z. B. eine Person geht zwischen der IR-Sende- und Empfängerdiode hindurch) wird sich der Zustand der Toggle-Bits nicht ändern. Daraus erkennt der Empfänger, daß keine erneute Tastenbetätigung vorliegt. Dem Anwender wird diese Verriegelung vor allen Dingen bei Befehlssteuerung des Videotextdecoders angenehm auffallen.

Nach Ausgabe der Toggle-Bits, welche gleichzeitig die Referenzzeit für den Empfänger beinhalten, wird mit S 2, S 1 und S 0 als Adresse die Datenausgabe fortgesetzt. Die Adresse ist auf 3 x High festgelegt. Mit den restlichen 6 Datenbits erfolgt die Befehlssteuerung.

Eine Verbindung zwischen ADRM (Pin 9) und DRV/6N (Pin 19) programmiert den IC auf modulierten Impulsbetrieb. Die Sendefrequenz wird durch die IR-Sendediode auf 950 nm festgelegt, bei einer Reichweite von ca. 10 m.

3. IR-Vorverstärker

Der IR-Vorverstärker dient der Aufbereitung von IR-Sendesignalen. Der Ausgang des Vorverstärkers ist direkt mit dem „Interrupt" des Mikroprozessors verbunden, welcher die logische Auswertung der ankommenden Impulse vornimmt. Die Schaltung ist so ausgelegt, daß Störsignale weitgehend unterdrückt werden.

Besonderheiten:

- Funktionsfähigkeit auch bei direkter Sonneneinstrahlung.
- Optimale Störunterdrückung von Störsendern, wie z. B. Leuchtstofflampen, IR-Tonübertragung und gedimmten Glühlampen.

Die Empfangsdiode DA 01 wandelt die ankommenden Infrarotimpulse in elektrische Größen um. Ihr Innenwiderstand wird durch das einfallende Licht bestimmt. Dieser Wert liegt bei Dunkelheit im Megaohm-Bereich, während bei Sonneneinstrahlung der Innenwiderstand nur einige k-Ohm beträgt.

Damit über den gesamten Bereich der Arbeitspunkt von DA 01 optimal vorliegt, ist TA 01 als variabler Arbeitswiderstand zwischengeschaltet. Die Regelstufe ist so ausgelegt, daß sie nur auf gleichstrommäßige, bzw. niederfrequente Signale reagiert. CA 01 koppelt die Wechselspannungskomponente zum nachgeschalteten dreistufigen Bandpaßverstärker mit TA 03, TA 07 und TA 08. Ihre Emitterbeschaltung hat Tiefpaß-Charakteristik und legt die untere Grenzfrequenz auf ca. 6 kHz fest. Somit werden die tiefliegenden Störsignalanteile unterdrückt. Die Emitterwiderstände RA 07, RA 08 und RA 11 dienen der Arbeitspunktstabilisierung. Der Arbeitspunkt ist durch den Spannungsteiler RA 03 und RA 02 festgelegt.

Der Arbeitswiderstand von TA 08 mit LA 09, CA 08 ist als selektiver Kreis auf die Grundwelle der Sendeimpulse von 56 kHz abgestimmt. Dadurch erhält der Verstärker Bandpaß-Charakteristik.

Der folgende Verstärkerteil mit TA 12 ist als Tiefpaß ausgelegt, womit höherfrequente Störanteile abgekappt werden.

Fig. 3 dimostra la parola dati di 11 Bit.

Distanza tra parole ≙ 121 ms.

T1 e T0 sono Bit bistabili. Con ogni nuova pressione sul tasto, i Bit bistabili variano, perciò un nuovo comando viene accettato dal ricevitore soltanto se il Bit bistabile differisce da quello antecedente.

Se il percorso del segnale viene disturbato (p.es. una persona passa tra il trasmettitore IR ed il diodo del ricevitore) la condizione del Bit bistabile non varia. Con ciò il ricevitore riconosce che non è stato premuto nessun'altro tasto. Questo arresto apparirà al cliente innanzitutto molto piacevole, nell'eseguire i comandi di pilotaggio del televideo.

Dopo l'emissione del Bit bistabile, che contiene contemporaneamente il tempo di riferimento, i dati di indirizzo vengono emessi continuamente tramite S2, S1 e S0.

L'indirizzo è stabilito su 3 x livello H. Con i rimanenti 6 Bit dati, avviene il pilotaggio dei comandi.

Un collegamento tra ADRM (Pin 9) e DRV6N (Pin 19) programma il IC sulla funzione modulazione d'impulsi.

La frequenza di trasmissione viene stabilita tramite il diodo di trasmissione IR su 950 mm, ad un raggio d'azione di ca. 10 m.

3. Preamplificatore IR

Il preamplificatore IR ha il compito di elaborare i segnali infrarossi.

L'uscita del preamplificatore è collegata direttamente con il circuito di interruzione del microprocessore, il quale provvede alla elaborazione degli impulsi in arrivo.

Il circuito è disposto in modo che i segnali di disturbo siano fortemente attenuati.

Particolarità:

- funzionamento anche con ingresso della luce solare
- soppressione ottimale dei disturbi provenienti p.es. dalle lampade con regolatore di intensità, oppure dalle lampade al Neon.

Il diodo ricevente DA01 trasforma gli impulsi infrarossi in grandezze elettriche. Il valore della resistenza interna viene stabilito dalla quantità di luce in arrivo. Questo valore si trova, in caso di mancanza di luce, nel campo dei Mega Ohm, mentre con ingresso della luce solare la resistenza interna si riduce ad alcuni K Ohm.

Affinché su tutto il "campo", il punto di lavoro del DA01 sia ottimale, è stato inserito il TA01 come resistenza di lavoro variabile. Il circuito di regolazione è concepito in modo che reagisca solamente con correnti continue e con segnali a bassa frequenza.

CA01 accoppia la componente alternata dell'amplificatore passabanda a tre stadi con TA03, TA07 e TA08.

Il circuito ad emitter comune ha caratteristiche di filtro passa basso e fissa il limite inferiore su ca. 6 KHz, in questo modo vengono eliminati tutti i disturbi della bassa frequenza. Le resistenze di emitter RA07, RA08 e RA11 servono come stabilizzatori del punto di lavoro. Il punto di lavoro è determinato tramite il partitore di tensione RA03 e RA02.

La resistenza di lavoro del TA08 con LA09, CA08 è un circuito selettivo tarato sulla frequenza fondamentale degli impulsi di trasmissione a 56 KHz. Per questo l'amplificatore ha caratteristiche di filtro passa banda.

The 11-bit data word is illustrated in figure 3.

The word interval is 121 ms.

T 1 and T 0 are toggle bits. The toggle bits alternate with every new key actuation; that is, a new command is accepted by the receiver only if the new toggle bit differs from its predecessor. If interference is encountered in the transmission path (for example, if a person enters the area between the infrared transmitting and detecting diodes), the status of the toggle bits remains unaltered. Thus, the receiver recognises that no further key actuation has occurred. The operator will be pleased to note this interlocking feature especially during command control of the teletext decoder.

After transmission of the toggle bits, which simultaneously include the reference time for the receiver, the data transmission continues with S 2, S 1, and S 0 as address. The address is specified at 3 x "high". The command control is effected with the remaining six data bits.

A connection between ADRM (pin 9) and DRV6N (pin 19) programmes the IC for modulated pulse operation. The wavelength for transmission is set at 950 nm by means of the IR-transmitting diode, for a spatial range of about 10 m.

3. IR preamplifier

The IR preamplifier has the function of preparing the infrared signals. The output of the preamplifier is connected directly to the "interrupt" of the microprocessor, which performs the logical evaluation of the incoming pulses. The circuit has been designed in such a way that interfering signals are extensively suppressed. Special features are:

- ability to operate properly even with direct exposure to sunlight,
- optimal suppression of interference from spurious sources, such as fluorescent lamps, infrared sound transmission, and dimmed incandescent lamps.

The detecting diode, DA 01, converts the incoming infrared pulses into electrical signals. Its internal resistance depends on the incident infrared radiation. The value is in the megohm range in darkness, whereas it amounts to only a few kΩ during exposure to sunlight.

In order to ensure that the operating point is optimised over the entire range for DA 01, TA 01 is included as a variable load resistance. The control stage has been designed in such a way that it responds only to direct-current or low-frequency signals. CA 01 couples the alternating voltage component to the downstream, three-stage band-pass amplifier with TA 03, TA 07, and TA 08. Their emitter circuitry possesses a low-pass characteristic and sets the lower limiting frequency at about 6 kHz. Thus, the low-frequency interfering signal components are suppressed. The emitter resistors, RA 07, RA 08, and RA 11, have the function of stabilising the operating point. The operating point is set by the voltage divider consisting of RA 03 and RA 02.

The working impedance of TA 08 with LA 09 and CA 08 is tuned as a selective circuit to the fundamental frequency of 56 kHz for the transmitted pulses. A band-pass characteristic is thus imparted to the amplifier. The following amplifier section with TA 12 has been designed as a low-pass filter; higher-frequency interfering components are thus suppressed.

Die nachfolgende Treiberstufe mit TA 13 hat drei Aufgaben. Sie dient als Treiberstufe, Spitzenwertgleichrichter und zur Regelspannungsgewinnung für die automatische Verstärkungsregelung.

Die Zeitkonstante von RA 16, CA 14 ist kleiner als 5 ms und somit kürzer als der kleinste Impulsabstand des IR-Senders. Mit dieser Spitzenwertgleichrichtung ist sichergestellt, daß Störsignale, die kleiner sind als die Nutzsignalamplitude, nicht übertragen werden.

Der Kondensator CA 19 bildet in Verbindung mit RA 14 einen Tiefpaß, der kurzzeitige Störimpulsspitzen begrenzt.

Ein weiteres Zeitkonstantenglied mit RA 19, CA 19 dient zur Verbreiterung der Ausgangsimpulse auf ca. 20 µs, damit über den Schalttransistor TA 22 eine sichere „Interrupt"-Auslösung im Mikrocomputer gewährleistet ist.

Die automatische Verstärkungsregelung ist so dimensioniert, daß TA 08 in der letzten Verstärkerstufe nicht übersteuert wird.

Von CA 14 über RA 16, RA 17 gelangt die „AGC" direkt über die Regelstufe mit TA 06 in den Verstärker TA 07. Die Regelzeitkonstante bestimmen CA 14, RA 16 und RA 17. Dieser großen Regelzeitkonstanten liegt über DA 09 ein noch schnellerer Regelzweig parallel. Er dient dazu, sehr große Signale sofort auszuregeln, damit diese nicht den Verstärker TA 12, bzw. den Spitzenwertgleichrichter TA 13, RA 16, CA 14 zustopfen, bevor die eigentliche Regelung einsetzt. Dieser Regelzweig ist nur bei sehr großen Signalen wirksam.

Das RC-Glied RA 24, CA 24 dient zur groben Siebung der Betriebsspannung. RA 10 und CA 03 glätten zusätzlich die Betriebsspannungen der ersten Verstärkerstufen.

4. Bedienungselektronik mit Mikrocomputer

Der auf dem Hauptchassis befindliche 1-Chip-Mikrocomputer Thom 06 weist mit der Taktfrequenz 4 MHz, dem 8-k-Byte-ROM und 256-Byte-RAM eine hohe Verarbeitungsgeschwindigkeit des außerordentlich vielseitigen Programms auf. Die modell-spezifischen Daten, sowie die vom Benutzer gewählten Werte für Empfangskanal, Helligkeit, Lautstärke usw., und auch die Daten aus dem Servicemode für die diversen Normen, Zahlenschloß und Kindersicherung sind in einem EEPROM MDA 2061 (IR 73) zeitlich unbegrenzt abgelegt.

Aus dem Blockschaltbild geht der innere Aufbau hervor. An Pin 27 liegt die 5-V-standby-Spannung. Sie versorgt den Clock-Oszillator, den Netz-Flip-Flop und die Resetschaltung sowie den Fernsteuer-Decoder und ein Teil des RAM.

Il successivo amplificatore con TA12 è un filtro passa bassi, nel quale le componenti di disturbo delle frequenze alte vengono bloccate. Il successivo circuito di pilotaggio con TA13, ha tre compiti: pilotaggio, rettificatore di picco e produzione della tensione di regolazione.

La costante di tempo di RA16 e CA14 è più piccola di 5µs, perciò più breve della più piccola distanza degli impulsi del trasmettitore IR.

Con la rettificazione di picco si è certi che i segnali di disturbo, che sono più piccoli dei segnali utili, vengono bloccati.

Il condensatore CA19 collegato con RA14 forma un filtro passa bassi, il quale limita gli impulsi di disturbo di breve durata.

Un ulteriore circuito RC con RA19 e CA19, serve per allargare l'impulso di uscita a circa 20 µs, ed assicura, tramite il transistor TA22, uno sblocco dell'interruzione.

Il circuito di regolazione automatica è dimensionato in modo tale che TA08 non possa andare in saturazione.

Da CA14 tramite RA16, RA17, l'AGC giunge, attraverso il circuito di regolazione con TA06, nell'amplificatore TA07. La costante di tempo di regolazione viene determinata da CA14, RA16 e RA17. In parallelo a questa grande costante di tempo è collegato tramite DA09, un circuito di regolazione veloce. Si ottiene così una regolazione rapida dei segnali di grande ampiezza, evitando così la saturazione dell'amplificatore TA12 e rispettivamente del rettificatore di picco TA13, RA16 e CA14. Questo circuito è attivo solamente con segnali molto grandi.

Il circuito RC, RA24 e CA18 serve al filtraggio grossolano della tensione di alimentazione. RA10 e CA03 formano un filtro supplementare per i primi stadi di amplificazione.

4. Unità comandi con microcomputer

Il microcomputer ad un chip Thom 06, che si trova sulla piastra base, con la frequenza di ritmo di 4 MHz, con il ROM da 8 K Byte e la RAM da 256 Byte, ha la possibilità di elaborare velocemente i vari programmi.

I dati specifici di questo modello, come pure i valori scelti dal cliente, per il canale ricevuto, luminosità, volume, ecc., i dati dal tipo di standard, per le diverse norme, dispositivi numerici di blocco, e la chiave elettronica, sono depositati in un IC EEPROM (memoria programmabile e cancellabile di solo lettura) MDA 2061 (IR 73).

Dallo schema a blocchi si può vedere l'interno del IC.

Al Pin 27 è presente la tensione 5 Volt dello Stand-by.

Essa fornisce l'oscillatore di ritmo, il Flip-Flop di rete, il circuito di ripristino, come pure il decoder ed una parte della RAM.

The following driving stage with TA 13 performs three functions: It serves as driving stage, peak-value rectifier, and control voltage gain for the automatic gain control.

The time constant of RA 16 and CA 14 is less than 5 ms, and thus shorter than the shortest pulse interval for the infrared transmitter. This peak-value rectification ensures that interfering signals below the useful signal amplitude are not transmitted.

In combination with RA 14, the capacitor, CA 19, constitutes a low-pass filter which limits interfering, transient pulse peaks. A further time-constant component comprising RA 19 and CA 19 serves the purpose of broadening the output pulses to about 20 µs, in order to ensure reliable "interrupt" triggering in the microcomputer by means of the switching transistor, TA 22.

The automatic gain control has been designed in such a way that TA 08 in the final amplification stage is not overmodulated. The AGC is transmitted from CA 14 through RA 16 and RA 17 directly to the amplifier, TA 07, by way of the control stage with TA 06. The control time constant is determined by CA 14, RA 16, and RA 17. An even faster control branch involving DA 09 is connected in parallel to the large control time constant. Its purpose is to immediately control very strong signals, thus preventing them from overloading the amplifier, TA 12, or the peak-value rectifier comprising TA 13, RA 16, and CA 14, before the intrinsic control function becomes effective. This control branch is effective only for very strong signals.

The RC network consisting of RA 24 and CA 24 serves as a coarse filter for the operating voltage. RA 10 and CA 03 provide additional smoothing of the operating voltages for the first amplifier stages.

4. Electronic control unit with microcomputer

The single-chip microcomputer, Thom 06, situated on the main chassis, operates at a clock frequency of 4 MHz and features an 8-kbyte ROM and a 256-byte RAM. It offers high processing speed for the extraordinarily versatile programme. The data specific to the model, as well as the values selected by the operator for channel tuning, brightness, volume, etc., and the data from the service mode for the diverse standards, combination lock, and child-safe feature, are stored for an unlimited time in an EEPROM MDA 2061 (IR 73).

The internal structure is evident from the block circuit diagramme. The 5-V stand-by potential is present at pin 27. It is supplied to the clock oscillator, the power-mains flip-flop, and the reset circuit, as well as the remote-control decoder and a portion of the RAM.

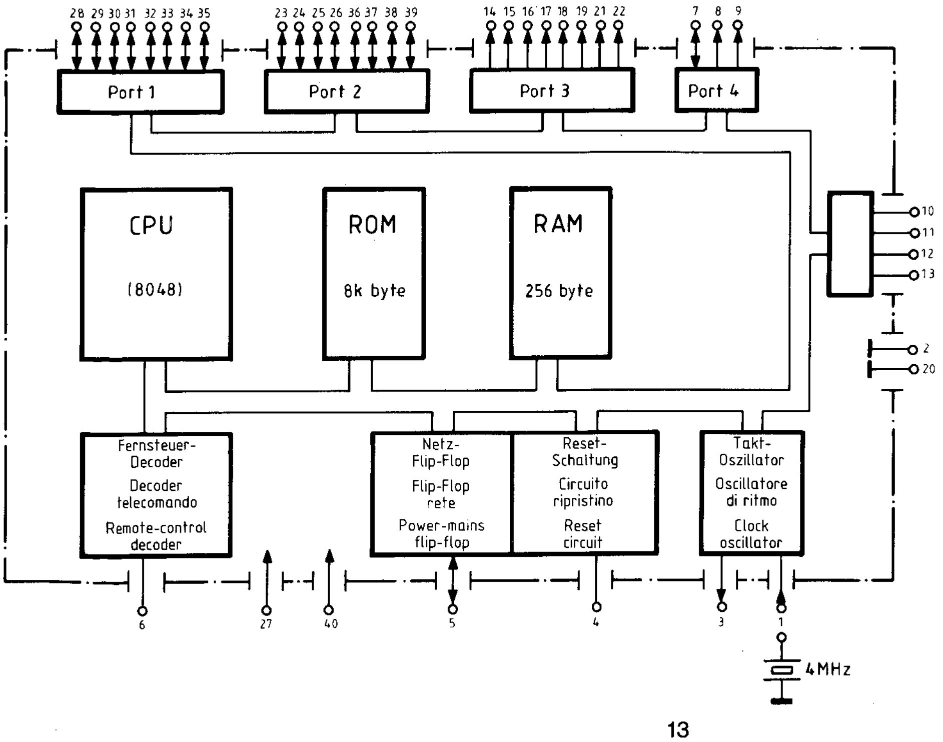


Fig. 4
Blockschaltbild CCU Thom 06
Schema a blocchi CCU Thom 06
Block circuit diagramme, CCU Thom 06

Die Reset-Schaltung erzeugt durch den Anstieg der 5-Volt-standby-Spannung einen internen RESET-Impuls. Daraufhin wird auch das Netz-FF gesetzt. Das Gerät schaltet mit L-Pegel an Pin 5 ein. Nach Anlauf des Gerätes liegen zur Versorgung der restlichen Stufen im µC 5 Volt stabilisiert mittels IR 81 an Pin 40. Diese wird aus der 13-Volt-Schiene abgeleitet, die nach Inbetriebnahme der Horizontal-Ablenkung aus dem Hochspannungstrafo LL 53 gewonnen wird.

Aus dem Detailschaltbild geht hervor, daß sogleich mit dem Ansteigen der 13 Volt TR 83 leitend wird und Pin 4 auf L-Pegel hält. Erst nachdem CR 80 (100 µF) über RR 77 und DR 78 auf ca. 7 Volt aufgeladen ist, schaltet TR 81 in den leitenden Zustand und TR 83 sperrt. Nun stehen 5 Volt am Reset-Eingang Pin 4 und geben den µC frei. Damit ist gewährleistet, daß bei Betriebaufnahme des µC die Betriebsspannung und die Clockfrequenz korrekt vorliegen. Gleichzeitig mit IR 01 wird auch das EEPROM IR 73 an Pin 6 und 12 zurückgesetzt.

Als erstes prüft der µC nun, auf welchem Wege der Einschalt-Befehl erfolgt. Liegt kein Fernbedienungssignal an und wurde auch der Netz-FF nicht von außen gesetzt, so lag eine Netzunterbrechung vor. Diese kann auch durch Aus- und Wiedereinschalten mittels Hauptschalter erfolgt sein. Nun prüft der µC durch Abfragen der entsprechenden Speicherzelle im EEPROM, ob das Gerät vor der Netzunterbrechung im Standby- oder EIN-Betriebszustand war. Im letzteren Fall bleibt es auf Programmplatz 1 eingeschaltet, im anderen Fall schaltet der µC zurück in den Standby-Betrieb.

Die Abspeicherung des EIN- oder Standby-Betriebes erfolgt nach Setzen des Netz-FF in ein Byte unter einer bestimmten Adresse im EEPROM. Für diese Information wird nur ein Bit des Byte benötigt. Durch Anwendung einer Bitrotation verlängert sich die „Lebenszeit" des EEPROM's von 10 000 auf 8 x 10 000 Einschaltzyklen, die gleichbedeutend mit Einschreibzyklen zu sehen sind.

Wie zuvor schon erwähnt, kann der Schaltvorgang Standby – Gerät EIN durch die Fernbedienung oder einen extern zugeführten L-Pegel an den Netz-FF über Pin 5 vorgenommen werden. Ein Rücksetzen des Netz-FF ist nur über die Fernbedienung möglich. Der von extern zugeführte L-Pegel muß eine Minimaldauer von 20 µs aufweisen.

Von dieser Möglichkeit wird Gebrauch gemacht

1. zum Einschalten mittels Programmweiterschalttaste im Nahbedienfeld über TR 23 und TR 24.
2. zum Einschalten mittels Video-Recorder im Wiedergabebetrieb. Dieser liefert dabei an Stecker 8 der Euro-AV-Buchse die Schaltspannung AV ≙ 12 V. Über CR 23 gelangt ein positiver Impuls an die Basis von TR 24, der damit kurzzeitig leitend wird.

Der Clock-Oszillator arbeitet mit dem an Pin 1 angeschlossenen Quarz QR 27 auf 4 MHz. Pin 3 liefert die um den Faktor 4096 geteilte Clockfrequenz an das EEPROM MDA 2061 (IR 73). Diese enge Verbindung der Taktimpulse kann zu einem totalen Speicherverlust im EEPROM führen, wenn z.B. durch Messungen am Pin 1 der Oszillator mit <350 kOhm belastet wird. Selbst Kapazitäten von >20 pF können zum Aussetzen des Oszillators führen. Das ist an einem willkürlichen Aufleuchten der Displaysegmente zu erkennen. Wird in einem solchen Falle nicht sofort das Gerät ausgeschaltet, kann es nach kurzer Zeit zum Löschen der EEPROM-Speicherinhalte kommen. Der Bildschirm wird dunkel gesteuert. Durch Drücken der Taste →|← über eine Zeitspanne von >4 Sekunden übernimmt das EEPROM die im ROM der CCU enthaltenen Analog-Mittelwerte. Jetzt erscheint wieder ein Bildrauschen, und in die Programmplätze können wieder die Kanaldaten eingespeichert werden. Die fertigungs-spezifischen Modellfeatures sind jedoch nicht vorhanden, sie können im Reparatur-Service lediglich durch Austausch des EEPROM's wiedererlangt werden.

Il circuito di ripristino, mediante l'aumentare della tensione di Stand-by, di 5 Volt, produce internamente un impulso di "RESET".

Con ciò viene anche ripristinato il Flip-Flop della rete.

L'apparecchio si inserisce con livello "L" al Pin 5. Dopo l'avvio dell'apparecchio sono presente i 5 Volt stabilizzati tramite IR81 al Pin 40, per i rimanenti stadi.

Questa tensione viene ricavata dai 13 Volt, la quale si forma con la deflessione orizzontale nel trasformatore EAT LL53.

Dal circuito elettrico dettagliato, si nota che con l'aumentare della tensione di 13 Volt il TR83 va in conduzione, ed al Pin 4 rimane il livello "L". Solamente quando attraverso RR77 e DR78 il CR80 (100 µF) raggiunge i 7 Volt, TR81 va in conduzione e TR83 va in interdizione. Quindi sono presente all'ingresso Pin 4 i 5 Volt di ripristino ed il µC ha via libera. Con ciò è assicurato che con l'inserimento le tensioni di alimentazione e la frequenza di ritmo sono correttamente presenti. Contemporaneamente con IR01 viene ripristinato al Pin 6 e 12 l'EEPROM IR73.

Per prima cosa il µC esamina, per quale via avviene il comando di inserimento. Se non è presente un segnale dal telecomando ed anche il Flip-Flop della rete non è stato inserito dall'esterno, vuol dire che c'è una interruzione della rete.

Questa può anche essere avvenuta tramite l'inserimento ed il disinserimento dell'interruttore principale.

Ora il µC esamina mediante interrogazione delle cellule memoria nell'EEPROM, se l'apparecchio prima dell'interruzione della rete, era nella funzione di Stand-by, oppure nella funzione inserito. Nell'ultimo caso rimane inserito sul posto programma 1, nell'altro caso il µC commuta sulla funzione Stand-by.

La memorizzazione della funzione inserito o Stand-by, avviene dopo il ripristino del Flip-Flop rete, in un Byte, sotto un indirizzo prestabilito nell'EEPROM. Per questa informazione viene usato solamente un Bit del Byte.

Con l'impiego di una rotazione dei Bit aumenta la durata dell'EEPROM da 10.000 a 8 x 10.000 cicli di inserimento.

I cicli equivalenti di iscrizione possono avvenire, come già menzionato, (come procedura di inserimento dell'apparecchio), tramite il telecomando, oppure un livello "L" esterno portato al Flip-Flop di rete attraverso il Pin 5.

Un ripristino del Flip-Flop è possibile solamente mediante il telecomando.

Il livello "L" applicato esternamente deve avere una durata minima di 20 µS.

Di questa possibilità viene fatto uso:

1. per l'inserimento dell'apparecchio tramite il tasto avanzamento programmi nell'unità comandi manuale attraverso TR23 e TR24;
2. per l'inserimento dell'apparecchio tramite videoregistratori in funzione riproduzione. Questo fornisce alla presa peritelevisione al Pin 8 una tensione di commutazione AV ≙ 12 V.

   Attraverso CR23 arriva alla base del TR24, un impulso positivo che mette in conduzione per breve tempo il transistor. L'oscillatore clock lavora con il quarzo QR27 di 4 MHz collegato al Pin 1. Il Pin 3 fornisce all'EEPROM MDA 2061 (IR73) la frequenza di clock divisa per il fattore 4096.

Questo collegamento molto stretto dell'impulso di clock può portare ad una perdita di memoria nell'EEPROM, quando p.es. facendo delle misure sul Pin 1 dell'oscillatore con un carico resistivo < di 350 kOhm. Anche capacità > di 20 pF portano all'interruzione dell'oscillatore. Questa interruzione è riconoscibile dalla arbitraria illuminazione dei segmenti del display. Se in questo caso l'apparecchio non viene immediatamente spento, dopo breve tempo l'EEPROM perde i dati memorizzati.

Lo schermo diventa buio. Premendo il tasto →|← per più di 4 secondi l'EEPROM preleva i valori mediani analogici dal ROM del CCU. Quindi appare nuovamente l'effetto neve sullo schermo ed è nuovamente possibile memorizzare i dati dei vari canali.

Through the rise of the 5-V stand-by potential, the reset circuit generates an internal RESET pulse. Subsequently, the mains FF is also set. The unit switches on with low level at pin 5. After starting of the set, a 5-V stabilised potential due to IR 81 is present at pin 40 for supplying the remaining stages in the microcomputer. This voltage is derived from the 13-V supply circuit; after the horizontal deflection stage has started operation, this is obtained from the high-voltage transformer, LL 53.

From the detailed circuit diagramme, it is evident the TR 83 becomes conductive simultaneously with the rise of the 13-V potential and holds pin 4 at L-level. TR 81 switches to the conductive state, and TR 83 blocks, only after CR 80 (100 µF) has been charged to about 7 V through RR 77 and DR 78. 5 V is now present at the reset input, pin 4, and releases the microcomputer. This process ensures that the operating voltage and the clock frequency are correct during start of operation by the microcomputer. Simultaneously with IR 01, the EEPROM, IR 73, is reset at pins 6 and 12.

The microcomputer first checks to determine the manner in which the switch-on command is effected. If no remote control signal has been received, and if the mains FF has not been set externally, a power mains interruption has occurred. This can also be the result of switching off and on by means of the mains power switch. By interrogation of the corresponding memory cell in the EEPROM, the microcomputer now checks whether the set was in the stand-by or "ON" mode prior to the mains interruption. In the latter case, it remains switched on at programme setting "1"; in the former case, the microcomputer switches back to the stand-by mode.

The storage of the "ON" or stand-by mode information is effected after setting of the mains FF in a byte under a specified address in the EEPROM. Only a single bit of the byte is required for this information. Through the application of bit rotation, the "lifetime" of the EEPROM is prolonged from 10 000 to 8 x 10 000 switching cycles, which can be viewed as equivalent to entry cycles. As already mentioned, the switching operation, "stand-by – set ON", can be effected by means of the remote control or by an L-level externally supplied to the mains FF through pin 5. Resetting of the mains FF is feasible only with the use of the remote control. The externally supplied L-level must exhibit a minimal duration of 20 µs.

This possibility is utilised for the following purposes:

1. Switching on with the use of the programme advancement key on the near control panel, by means of TR 23 and TR 24.
2. Switching on with the use of a video recorder in play-back operation, which thereby delivers the switching voltage, AV ≙ 12 V to plug 8 of the Scart jack.

   A positive pulse is thereby transmitted through CR 23 to the base of TR 24, which is thus rendered conductive momentarily.

The clock oscillator operates at 4 MHz with the quartz crystal, QR 27, connected to pin 1. The clock frequency divided by the factor 4096 is delivered from pin 3 to the EEPROM MDA 2061 (IR 73). This close association of the clock pulses can lead to a total loss of memory in the EEPROM if, for example, the oscillator is loaded with less than 350 kΩ at pin 1 as a result of measurements. Even a capacitance exceeding 20 pF can result in failure of the oscillator. This condition can be recognised by random flashing of the display segments. If the set is not switched off immediately in such a case, the contents of the EEPROM memory may be deleted after a brief period. The picture screen is then blanked. If the key →|← is pressed for a duration exceeding 4 s, the EEPROM accepts the analogue average values contained in the ROM of the CCU. Image noise now appears, and the channel data can be restored in the programme settings. However, the model-specific manufacturing features are no longer present; they can be restored only by exchanging of the EEPROM during repair service.

Deshalb sollte zur Funktionsprüfung der CCU **nicht** der Clock-Oszillator gemessen werden, sondern die Impulse auf dem IM-Bus (Port 4), z. B. Pin 8 = CK. Auch an den Pin 9 (Ident) und Pin 7 (Data) liegen ständig Impulse an, da zumindest mit der digitalen Tonsignalverarbeitung ein ständiger Datenaustausch über die bidirektionale DATA-Leitung erfolgt.

Perciò in caso di controllo del CCU, **non** bisogna misurare l'oscillatore di clock, bensí l'impulso sul "IM-BUS" (porta 4) p.es. Pin 8 = Clock. Anche al Pin 9 (Identificazione) e Pin 7 (Data) sono sempre presenti degli impulsi, dove, con l'elaborazione digitale dell'audio avviene sempre uno scambio di dati, attraverso il conduttore dati.

For this reason, the measurement for functional testing on the CCU should **not** be performed on the clock oscillator; instead, the pulses at the IM bus (port 4), such as pin 8 = CLOCK, should be measured. Pulses are always present at pins 9 (ident) and 7 (data), too, since an exchange of data is constantly in progress through the bidirectional DATA transmission line, at least for the digital audio signal processing.

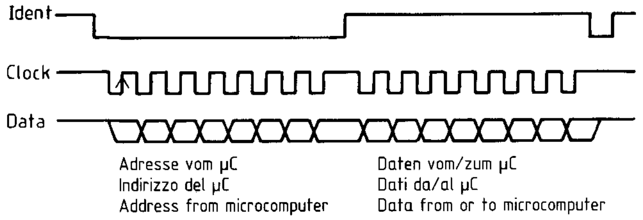


Fig. 5
IM-Bus (Audio, EEPROM)
IM bus (audio, EEPROM)

Aus der Fig. 5 ist zu erkennen, wie die CCU bei bestimmten Adressen auf der DATA-Leitung Daten sendet oder empfängt. Die beiden anderen sind unidirektional von der CCU an die Empfänger EEPROM oder Audioteil. Der Beginn einer neuen Übermittlung ist durch L-Pegel auf der Ident- und Clock-Verbindung gekennzeichnet. Danach sendet die CCU eine 8-Bit-Adresse, beginnend mit LSB. Mit den folgenden positiven Flanken auf der Clock-Leitung werden die H- oder L-Pegel von den angeschlossenen Bausteinen übernommen. Nun geht Ident auf H-Pegel, woraufhin die Adresse dort ausgewertet wird. Der durch die Adresse angesprochene Baustein schaltet auf READ oder WRITE (Lesen/Schreiben). Da die CCU weiß, wohin oder woher Daten kommen sollen, sendet diese 8 oder 16 weitere Clockimpulse. Hiermit werden Daten an die bestimmte Adresse gesendet oder von dort ausgelesen. Auch hier erfolgt die Datenübernahme durch die CCU mit der positiven Flanke des Clock, während das angesprochene IC bei der negativen Flanke die digitale Information sendet. Das Ende eines Datentransfers ist durch einen kurzen negativen Impuls auf der Ident-Leitung gekennzeichnet. Dieser veranlaßt die entsprechende Interface, die Daten zu speichern.
Die minimale Clock-Periode ist 6 µs, d. h. die maximale Clockfrequenz beträgt ca. 170 kHz.
Im Blockschaltbild (Fig. 4) ist der 8-Bit-Prozessor (CPU) mit dem Programmspeicher (ROM) und dem Arbeitsspeicher für die aktuellen Betriebswerte (Lautstärke, Helligkeit, Suchlauf etc.), das RAM zu erkennen.
Sämtliche Bedienfunktionen und Ausstattungsmerkmale der gesamten Geräteserie sind im ROM gespeichert. Welche aufgerufen werden können, bestimmen die ins EEPROM eingespeicherten Werte. Das 8-k-Byte-Speichervolumen ist nahezu voll ausgeschöpft.
Die Betriebswerte des RAM gehen bei einem kompletten Abschalten des Gerätes verloren. Sollen die persönlichen Werte bestehen bleiben, können diese durch Betätigung der „S"-Taste an der Fernbedienung für mehr als 4 Sekunden ins EEPROM eingeschrieben und per Software nach dem Einschalten wieder ausgelesen werden.
Der Port 3 dient vollständig der Segment-Steuerung des Displays, während über Pin 23 bis 26 des Port 2 die Digits gesteuert werden. Der Pin 36 des Port 2 liefert einen Enable-Impuls, der in Verbindung mit den Clock- und DATA-Signalen des IM-Bus den Thomson-Bus und den PLL-Bus bildet.

Dalla fig. 5 si può riconoscere come il CCU con determinati indirizzi, sul conduttore dati, trasmette o riceve dei dati.
Gli altri due conduttori sono unidirezionali, dal CCU al ricevitore EEPROM, oppure alla parte audio.
L'inizio di una nuova trasmissione dati è contrassegnata con un livello "L" sul collegamento dell'Ident. e Clock. Successivamente il CCU trasmette un indirizzo a 8 Bit, iniziando con LSB. Con la successiva fiancata positiva sul conduttore Clock, i livelli "H" oppure "L" vengono accettati dai componenti collegati. Quindi l'Ident. va su livello "H", dopodiché l'indirizzo viene elaborato. Il componente trattato attraverso l'indirizzo si commuta su "READ" oppure "WRITE" (leggere o scrivere). Dato che il CCU sa da dove o dove devono andare i dati, trasmette 8 oppure 16 ulteriori impulsi di Clock. Con ciò vengono trasmessi i dati ai determinati indirizzi, oppure da lì letti.
Anche qui avviene la consegna dei dati con le fiancate positive del Clock attraverso il CCU; nel periodo in cui le fiancate sono negative il IC trasmette le informazioni digitali.
La fine di un trasferimento dati è contrassegnata con un breve impulso negativo sulla linea Ident.
Questo impulso provvede a far memorizzare i dati attraverso il circuito interfaccia.
Il periodo minimo della frequenza di Clock è 6 µs, perciò la frequenza massima di Clock è ca. 170 KHz.
Nello schema a blocchi (fig. 4), si riconosce il processore ad 8 Bit (CPU) con la memoria ROM e la memoria di lavoro RAM (per volume, luminosità, ricerca elettronica, ecc.)
Tutte le funzioni di comando, per tutti i modelli di apparecchi, sono memorizzate nel ROM. Esse possono venir richiamate e determinano i valori memorizzati nel EEPROM.
Il volume di memoria di 8 K Byte è stato sfruttato in tutte le sue capacità.
I valori di funzione della RAM vanno persi con il disinserimento dalla rete dell'apparecchio. Se i dati personali devono rimanere, bisogna premere il tasto "S" sul telecomando per un periodo superiore a 4 secondi, quindi essi vengono iscritti nell'EEPROM, e poi per mezzo della "Software", dopo l'inserimento dell'apparecchio, nuovamente letti.
Dalla porta 3 vengono pilotati i segmenti del display, mentre i Pin 23 fino 26, della porta 2, pilotano i Digits.
Il Pin 36, della porta 2, fornisce un impulso "ENABLE" (consenso) il quale in collegamento con il segnale Clock e Data del IM-BUS, formano il THOMSON BUS ed il PLL BUS.

The manner in which the CCU transmits or receives data on the DATA transmission line for specified addresses can be seen from figure 5. The other two lines are unidirectional from the CCU to the receiver EEPROM or audio section. The beginning of a new transmission is identified by L-level on the "ident" and "clock" links. Subsequently, the CCU transmits an 8-bit address beginning with LSB. With the following positive flanks on the clock line, the H- or L-levels are accepted by the modules connected thereto. "Ident" now shifts to H-level, and the address is consequently evaluated there. The module intended by the address switches to READ or WRITE. Since the CCU "knows" where the data are to go or where they have originated, it transmits 8 or 16 further clock pulses. Data are thus transferred to the specified address or received from that address. In this case, too, the acceptance of data by the CCU proceeds with the positive flank of the clock signal, whereas the IC which has been addressed transmits the digital information with the negative flank. The termination of the data transfer is identified by a short negative pulse on the ident line, which causes the corresponding interface to store the data.
The minimal clock period is 6 µs; that is, the maximal clock frequency is about 170 kHz.
The 8-bit processor (CPU) with the programme memory (ROM) and the working memory for the actual operating values (volume, brightness, automatic search, etc.), the RAM, is shown in the block circuit diagramme of figure 4.
All operator controls and equipment features for the entire series of television sets are stored in the ROM. Which of these can in fact be called is governed by the values stored in the EEPROM. The 8-kbyte memory capacity is thereby nearly exhausted.
The operating values stored in the RAM are lost if the set is completely switched off. If the personal values are to be retained, they can be entered into the EEPROM by pressing of the "S" key of the remote control for more than 4 s, and retrieved by means of the software after the set has been switched on.
Port 3 is devoted entirely to segment control for the display, whereas the digits are controlled through pins 23 to 26 of port 2. Pin 36 of port 2 yields an "enable" pulse which forms the Thomson bus and the PLL bus in conjunction with the clock and DATA signals of the IM bus.

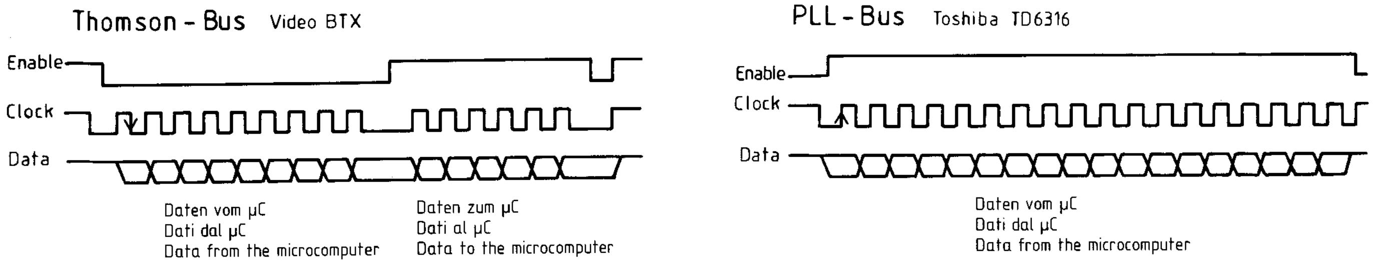


Fig. 6 Thomson-Bus, PLL-Bus

Der angesprochene Baustein (PLL oder Video) erkennt aus der Anzahl der Clock-Impulse, 9 bei Video, 18 bei PLL, ob er angesprochen ist. Mit dem Thomson-Bus steuert der µC Thom 06 die Video-Analogwerte sowie einen evtl. eingebauten BTX-Baustein und mit den 18 Bit des PLL-Bus das Teilerverhältnis der PLL sowie die Bandinformation, wie schon vom Chassis F14 bekannt.

Der Port 1 Pin 33 (CL) und Pin 35 (D) bilden den I^2C-Bus zur Steuerung des Videotext-Bausteins.

Il componente sopracitato (PLL oppure Video) riconosce dal numero degli impulsi Clock, 9 nel video, 18 nel PLL, se viene menzionato.

Con il THOMSON BUS il IC THOM 06 pilota i valori analogici video, e con il PLL-BUS a 18 Bit il rapporto di divisione del PLL, come pure le informazioni di banda, come già conosiuto dal telaio F14.

La porta 1 Pin 33 (CL) e Pin 35 (D) forma il BUS I^2C per il pilotaggio del modulo televideo.

The module which is addressed (PLL or video) recognizes whether or not it has been addressed from the number of clock pulses: 9 for video and 18 for PLL.

By means of the Thomson bus, the microcomputer, Thom 06, controls the video analogue values, as well as a possibly, built-in BTX module. With the 18 bits of the PLL bus, it controls the divider ratio for the PLL as well as band information, as already known from the chassis F 14.

Port 1, pin 33 (CL) and pin 35 (D) constitute the I^2C bus for control of the teletext module.

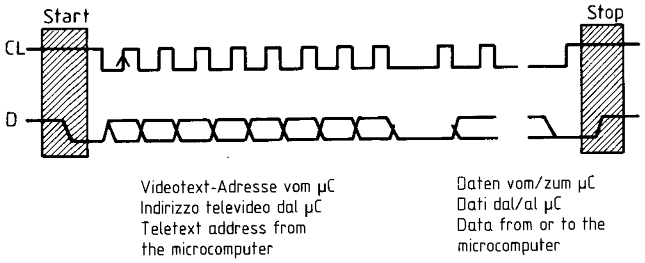

Start
Stop
CL
D
Videotext-Adresse vom µC
Indirizzo televideo dal µC
Teletext address from the microcomputer
Daten vom/zum µC
Dati dal/al µC
Data from or to the microcomputer

Fig. 7
I^2C-Bus für Videotext
I^2C Bus per televideo
I^2C bus for teletext

Die D/A-Wandler an Pin 10 und 11 steuern die Audio-Betriebszustandsanzeige über die Impedanzwandler TR 32 und TR 36. Der D/A-Wandler an Pin 12 ist für zukünftigen Satelliten-Empfang vorgesehen.

Die Verbindung TA an Pin 39 des IR 01 geht nach zweimaligem Drücken der AV-Taste auf der Fernbedienung auf H-Pegel. Dieser schaltet im Video-IC IV 21 die RGB-Eingänge aktiv, so daß z.B. Homecomputer oder ähnliche RGB-Signal-Lieferanten, die keine Schaltspannung an den Anschluß 16 der Euro-AV-Buchse liefern, benutzt werden können.

5. VHF/UHF-Tuner mit PLL und ZF

Damit für verschiedene Ländernormen das gleiche Chassis Einsatz finden kann, sind der VHF- und UHF-Tuner als Submodule angeordnet. Die PLL- und ZF-Stufe befinden sich auf dem Hauptchassis.

5.1 VHF-Tuner

Das Antennensignal wird dem selektiven Eingangskreis für Sonderkanäle, Band I und Band III, zugeführt.

LI 07, CI 07 und L 51 bilden den Tiefpaß für das VHF-Band. Im Band III sind, durch High-Pegel am Anschluß 6 und 2 des VHF-Tuners, D 53 und D 54 durchgeschaltet. Nach Verstärkung im MOSFET-Transistor T 61 gelangt das HF-Signal in ein für Band I und III umschaltbares Zweipol-HF-Filter, welches auch die im Band II liegenden Sonderkanäle verarbeitet.

Ein High-Pegel am Anschluß 6 des VHF-Tuners schaltet neben dem selektiven Eingangskreis über D 69, D 72 das Zweipol-HF-Filter und über D 88 den Oszillator auf Band III.

Das verstärkte HF-Signal wird über D 76 zur Basis des Mischtransistors TI 16 geführt. Dieser erhält von T 81 über C 83, CI 12 das Oszillatorsignal. Dem Mischer ist mit LI 21, LI 22 ein Zweipolfilter nachgeschaltet, welches die ZF an TI 27 führt.

Il traslatore D/A al Pin 10 ed 11 pilota l'indicatore dello stato di funzionamento dell'audio, attraverso il traslatore di impedenza TR32 e TR36. Il Pin 12 del traslatore D/A è riservato per la ricezione da satelliti.

Il collegamento TA al Pin 39 del IR01, dopo due pressioni sul tasto AV del telecomando, va su livello "H". Questo commuta nel IC video IV21, gli ingressi RGB attivi, così p.es. si possono collegare gli Home-Computer oppure altri apparecchi che hanno un'uscita RGB, e che non hanno la tensione di commutazione al Pin 16 della presa peritelevisione.

5. Tuner VHF e UHF con PLL e FI

Dato che nei diversi paesi le norme di trasmissione differiscono tra loro, per poter produrre un solo tipo di telaio, è stato necessario, per quanto riguarda i tuner VHF ed UHF, di fare dei sub moduli. I circuiti PLL e FI sono disposti direttamente sul telaio base.

5.1 Tuner VHF

Il segnale d'antenna viene portato ai circuiti d'ingresso selettivi per i canali speciali, banda I e III. LI07, IC07 e L51 formano il passa basso per la banda VHF. In banda III, con livello "H" al Pin 6 del tuner VHF, sono in conduzione D53 e D54. Dopo l'amplificazione nel transistor MOSFET T61 il segnale AF arriva in un circuito di commutazione a 2 filtri AF per la banda I e III, che è anche in grado di elaborare i segnali speciali della banda II.

Un livello "H" al Pin 6 del tuner VHF commuta tramite D69 e D72 oltre al circuito selettivo di ingresso, un doppio filtro AF e tramite D88 l'oscillatore sulla banda III. Il segnale selezionato e amplificato tramite D76, viene collegato alla base del transistor miscelatore TI16.

Questo ottiene dal T81, il segnale dell'oscillatore attraverso C83, CI12. Allo stadio miscelatore segue con LI21, LI22 un doppio filtro, il quale invia il segnale FI al TI27.

The digital-analogue converters at pins 10 and 11 control the audio operating state indicator by means of the impedance converters, TR 32 and TR 36. The digital-analogue converter at pin 12 is intended for satellite reception in the future.

The connection TA at pins 39 of IR 01 shifts to H-level after the AV key of the remote control has been pressed twice. It switches the RGB inputs in the video IC, IV 21, to the active state; thus, home computers or similar sources of RGB signals which do not deliver a switching voltage to terminal 16 of the Scartjack can also be employed.

5. VHF and UHF tuners with PLL and IF stage

For the purpose of employing the same chassis to meet the standards of various countries, the VHF and UHF tuners have been designed as submodules. The PLL and IF stage is located on the main chassis.

5.1 VHF tuner

The signal from the antenna is fed to the selective input circuit for special channels, band I and band III.

LI 07, CI 07, and L 51 constitute the low-pass filter for the VHF band. For band III, D 53 and D 54 are switched on by the high level at terminals 6 and 2 of the VHF tuner. After amplification by the MOSFET transistor, T 61, the high-frequency signal is fed to a two-terminal RF filter which can be switched to band I or III and which also processes the special channels situated in band II.

In addition to the selective input network, a high level at terminal 6 of the VHF tuner switches the two-terminal RF filter by way of D 69 and D 72 and the oscillator to band III by way of D 88. The amplified, selective high-frequency signal is fed to the base of the mixing transistor, TI 16, by way of D 76. TI 16 receives the oscillator signal from T 81 by way of C 83 and CI 12. A two-terminal filter comprising LI 21 and LI 22, which is connected downstream from the mixer, supplies the intermediate-frequency signal to TI 27.

5.2 UHF-Tuner

Nachdem das Antennensignal den Hochpaß L 3, C 1, L 1 passiert hat, gelangt es über den mit D 2 abgestimmten Eingangskreis an den Vorverstärker T 7. Das HF-Zwischenbandfilter mit M- und induktiver Fußpunkt-Kopplung führt das HF-Signal über C 23 zum Mischoszillatortransistor T 28. L 32, R 32 liefern das ZF-Signal zum nachgeschalteten Zweipolfilter LI 02, LI 01.

Zur Erweiterung der Kabelkanäle ist ein weiterer kompatibler UHF-Tuner einsetzbar. Dieser beinhaltet die herkömmlichen UHF-Kanäle sowie das Hyperband, welches die neu hinzugekommenen Frequenzen im 8-MHz-Raster von 300 bis 450 MHz umfaßt.

5.3 ZF-Verstärker

Der ZF-Verstärker besteht aus dem zur Entkopplung dienenden Emitterfolger TI 27, dem Vorverstärker TI 33 mit nachgeschaltetem Oberflächenwellenfilter FI 29 und dem Euro-ZF-IC II 36.

Bei Geräten mit AM-Ton wird am Emitter des TI 27 das Ton-ZF-Signal entnommen.

Das Oberflächenwellenfilter ersetzt aufgrund seiner physikalischen und elektrischen Eigenschaften herkömmliche LC-Kreise in der ZF-Signalverarbeitung. Seine Vorteile sind:

- Kein Abgleich erforderlich.
- Temperaturstabil.
- Keine Alterungsprobleme.
- Mechanische Stabilität.
- Geringe Abmessungen.

Am Ausgang stehen für die Ton-Signalverarbeitung selektiv der Bildträger mit 38,9 MHz und der Tonträger mit 33,4 MHz zur Verfügung. Die Anschlüsse 4 und 5 entkoppeln das Bild-ZF-Signal symmetrisch zum ZF IC II 36. Ein dreistufiger geregelter Breitbandverstärker führt das ZF-Signal in den bildträgergesteuerten Demodulator, dessen externer Resonanzkreis LI 41 auf 38,9 MHz abgeglichen ist. Über einen Videonachverstärker mit Tiefpaßcharakteristik wird das Videosignal an Pin 11 des IC's zur weiteren Bild- und Tonsignalverarbeitung ausgekoppelt.

Den Tastimpuls für die Regelspannungserzeugung liefert der Power-Processor an Pin 7 des ZF-IC's. Der ZF-Regelumfang liegt bei 60 dB. Mit PI 36 einstellbar, erhalten die HF-Vorstufen in den Tunerstreifen von Pin 5 des ZF-IC's die verzögerte AGC. Eine AFC ist aufgrund des Synthesizer-Abstimmsystems nicht erforderlich.

Mit 5 V an Pin 2 des ZF-IC's wird diesem der AV-Betriebszustand signalisiert. Die ZF wird gesperrt, und am Videoausgang Pin 11 stellt sich Ultraweißpegel ein.

Neben Standard B/G, der in der BRD Anwendung findet, kann der ZF-IC auch Standard L (z. B. französische Secam-Signale) verarbeiten. Für Standard L liefert der Bedienteilmikrocomputer an Pin 2 des ZF-IC's ca. 6,5 V. Aufgrund dieser Schaltspannung wird das Videosignal invertiert zum Videoausgang Pin 11 geführt. In diesem Betriebszustand findet eine Spitzenweißwertregelung Anwendung.

Am Ausgang Pin 11 liegt nun das Videosignal in gleicher Polarität wie bei Standard B/G an.

Die Ton-ZF-Signalverarbeitung nimmt IC II 71 vor. Hier werden nach dem Quasi-Paralleltonverfahren Bild- und Tonträger zusammengeführt. An Pin 12 steht zur weiteren Tonsignalverarbeitung das Ton-ZF-Signal mit 5,5 MHz und bei Stereo mit 5,74 MHz zur Verfügung.

5.4 PLL

Das hier zur Anwendung gebrachte Schaltungskonzept beinhaltet eine 1-Chip-PLL mit integriertem Vorteiler und 4 Band-Schaltausgänge (Bd. I, Bd. III, Hyperband, UHF).

Für einen Tunerabstimmvorgang liefert der Bedienteilmikrocomputer über einen Daten-Bus die Teiler- und Banddaten in das 18-Bit-Schieberegister des PLL-IC's IT 20. Liegt der Enable-Impuls an Pin 2 auf High-Pegel, so kann mit 18-Clock-Impulsen an Pin 4 das 18-Bit-Datenwort in das Schieberegister an Pin 3 und den nachgeschalteten Speicher eingelesen werden. Dieser Vorgang erfolgt mit jedem Kanalwahlaufruf erneut, aber immer nur einmalig.

5.2 Tuner UHF

Dopo aver percorso il filtro passa alto L3, C1 e L1, il segnale d'antenna arriva al circuito accordato d'ingresso ed al preamplificatore T7 attraverso D2. Il filtro AF intermedio con il circuito di accoppiamento di base induttivo, conduce il segnale AF tramite C23 al transistor miscelatore T28, L32, R32 forniscono il segnale FI al circuito doppio filtro susseguente LI02, LI01.

Per l'ampliamento di canali speciali, è inseribile un Tuner UHF compatibile. Questo ha la possibilità di ricevere i normali canali UHF come pure le iperbande, la quale frequenza, con una larghezza di banda di 8 MHz, va da 300 fino a 450 MHz.

5.3 Amplificatore FI

L'amplificatore FI è composto dal transistor ad emitter comune TI27, dal preamplificatore TI33 con il filtro onde superficiali FI29 e dal IC – FI 1136. Negli apparecchi con audio AM, il segnale FI audio, viene prelevato all'emitter del TI27.

Il filtro onde superficiali sostituisce, tramite le sue proprietà fisiche ed elettriche, i circuiti LC nell'elaborazione dei segnali ad FI.

I suoi vantaggi sono:

- non necessità di taratura
- stabilità alle variazioni di temperatura
- nessun problema di invecchiamento
- stabilità meccanica
- piccole dimensioni di ingombro

All'uscita è presente, per l'elaborazione del segnale audio, la portante a 38,9 MHz e la portante audio a 33,4 MHz. I Pin 4 e 5 disaccoppiano la frequenza intermedia video simmetricamente al IC – FI 1136.

Un amplificatore a tre stadi a larga banda regolato, porta il segnale al demodulatore video con il circuito esterno di risonanza LI41 tarato a 38,9 MHz. Tramite un amplificatore video con caratteristiche di filtro passa basso, il segnale video al Pin 11 del IC viene disaccoppiato per le successive elaborazioni video ed audio. L'impulso di esplorazione per la produzione della tensione di regolazione, viene fornito dal processore di potenza, collegato al Pin 7 del IC della FI.

Il campo di regolazione è di ca. 60 dB.

La tensione ritardata AGC al Pin 5, regolabile con PI36, viene portata agli stadi AF dei tuner. Un AFC non è più necessario nei sistemi di sintonia a sintesi di frequenza.

Con livello "H" (5V) al Pin 2 del IC FI, viene segnalato allo stesso il funzionamento AV. La FI viene bloccata ed all'uscita video Pin 11 si stabilizza il livello dell'ultrabianco.

Vicino allo standard B/G che è adottato anche dall'Italia, il circuito FI può elaborare anche lo standard L (p.es. Francia).

Per lo standard L, il microcomputer dell'unità comandi fornisce ca. 6,5V al Pin 2 del IC della FI. In dipendenza a questa tensione, il segnale video viene invertito e portato al Pin 11.

Con questo tipo di funzionamento si ha una regolazione, con il livello dell'ultrabianco. All'uscita Pin 11 è presente quindi il segnale video con la stessa polarità come negli standard B/G. L'elaborazione delle FI audio viene eseguita dall'IC 1171. Qui sono riunite le portanti video ed audio, secondo il sistema, quasi parallelo. Al Pin 12 è presente il segnale audio con FI di 5,5 MHz e 5,74 MHz, per la successiva elaborazione.

5.4 PLL

In confronto al telaio precedente, il PLL è in un unico IC, che contiene anche il divisore di frequenza, e 4 bande di commutazione (banda I, banda III, iperbanda e UHF).

Per la regolazione della sintonia del tuner, il microcomputer dell'unità comandi fornisce al registro di scorrimento a 18 Bit del IC PLL IT20 i dati del divisore e quelli della banda prescelta, tramite il DATA BUS.

Se l'impulso ENABLE al Pin 2 ha livello "H", la parola dati a 18 Bit può essere introdotta in lettura al registro di scorrimento al Pin 3 ed alla successiva memoria tramite 18 impulsi di Clock al Pin 4.

Questo procedimento si ripete ad ogni chiamata di un nuovo canale. I quattro Bit, che rappresentano la cifra decimale più elevata, contengono l'informazione delle bande.

5.2 UHF tuner

After passing through the high-pass filter consisting of L 3, C 1, and L 1, the signal from the antenna is fed to the preamplifier, T 7, by means of the input circuit tuned with D 2. The high-frequency intermediate band filter with M and inductive base coupling supplies the high-frequency signal through C 23 to the mixing oscillator transistor, T 28. By means of L 32 and R 32, the intermediate-frequency signal is fed to the two-terminal filter comprising LI 02 and LI 01 connected downstream.

An additional, compatible UHF tuner can be employed for supplementing the cable channels. It includes the conventional UHF channels as well as the hyperband, which encompasses the newly introduced frequencies in the 8-MHz raster from 300 to 450 MHz.

5.3 Intermediate-frequency amplifier

The IF amplifier consists of the emitter follower, TI 27, which serves the purpose of decoupling, the preamplifier, TI 33, with a surface-wave filter, FI 29, connected downstream, and the Euro-IF-IC, II 36. For sets with AM sound, the audio IF signal is drawn from the emitter of TI 27.

Because of its physical and electrical properties, the surface-wave filter replaces conventional LC networks for IF signal processing. It offers the following advantages:

- no necessity of alignment,
- temperature stability,
- no ageing problems,
- mechanical stability, and
- compact dimensions.

At the output, the picture carrier at 38.9 MHz and the sound carrier at 33.4 MHz are available selectively for the audio signal processing. Terminals 4 and 5 decouple the intermediate-frequency picture signal symmetrically to the IF-IC, II 36. A three-stage, regulated, broad-band amplifier feeds the IF signal to the demodulator controlled by the picture carrier. The external resonant circuit, LI 41, of the demodulator is aligned to 38.9 MHz. The video signal is decoupled through a video postamplifier with low-pass characteristic to pin 11 of the IC for further video and audio signal processing.

The scanning pulse for the control voltage generation is provided by the power processor at pin 7 of the IF-IC. The extent of intermediate-frequency control amounts to 60 dB. The high-frequency input stages in the tuner strips, adjustable with the use of PI 36, receive the delayed AGC from pin 5 of the IF-IC. Because of the synthesiser tuning system, an AFC is not required.

The AV operating state is signalised to the IF-IC with 5V at pin 2. The intermediate-frequency signal is blocked, and ultrawhite level is established at the video output, pin 11.

In addition to standard B/G, which is employed in the Federal Republic of Germany, the IF-IC can also process standard L (such as French SECAM signals). For standard L, the control-panel microcomputer supplies about 6.5V to pin 2 of the IF-IC. As a result of this switching voltage, the video signal is fed in inverted form to the video output, pin 11. For this operating state, peak-white-level control is employed. The video signal now present at the output, pin 11, is of the same polarity as for standard B/G. Processing of the intermediate-frequency sound signal is performed by the IC, II 71. Here, the picture and sound carriers are combined by means of the quasiparallel sound process. The intermediate-frequency sound signal is available at pin 12 for further audio signal processing at 5.5 MHz, and for stereo at 5.74 MHz.

5.4 PLL

The circuit design employed here comprises a single-chip PLL with integrated predivider and four band-switching outputs (band I, band III, hyperband, UHF).

For a tuning process, the control-panel microcomputer furnishes the divider and band data by way of a data bus to the 18-bit shift register of the PLL IC, IT 20. If the "enable" pulse at pin 2 is at high level, the 18-bit data word can be entered into the shift register at pin 3 and into the downstream memory, with 18 clock pulses at pin 4. This process occurs anew for every channel selection call, but only once in each case.

Die vier höchstwertigsten Bits enthalten die Bandinformation. Sie wird über die Transistoren TT 06, TT 07 und TT 08 dem Tuner mitgeteilt.

Vierzehn weitere Bits geben den programmierbaren Teilern das Teilungsverhältnis an, mit dem die bereits vorgeteilte Tuner-Oszillatorfrequenz von Pin 15 erneut geteilt werden muß.

Das Ergebnis für die Phasen- und Frequenzvergleicherstufe beträgt bei eingerasteter Frequenzregelschleife für jeden Empfangskanal 7812,5 Hz. Dieser Wert entspricht exakt der vom 4-MHz-Oszillator (Pin 6/7) mit einem 9-Bit-Zähler durch 512 geteilten Referenzfrequenz.

Aus dem geteilten Oszillatorsignal und dem geteilten Quarz-Referenzsignal wird eine Vergleichsgröße für die Tunerabstimmspannung gebildet (Pin 9).

Transistor TT 12 arbeitet als Schalter und wirkt für die an DT 14 stehende 30-V-Abstimmspannung als steuerbarer Lastwiderstand. Somit steht für die Tuner eine Abstimmspannung von 0,5 V bis 30 V zur Verfügung.

Verändert sich infolge eines Abstimmvorganges die Frequenz am Ausgang des programmierbaren Teilers, so wird über die Abstimmspannung der Tuneroszillator so lange nachgesteuert, bis Oszillator- und Quarzfrequenz wieder identisch sind. Der kleinste Abstimmschritt beträgt 62,5 kHz. Dies bedeutet, daß in 112 Feintuningschritten die 7 MHz Bandbreite des VHF-Normrasters durchgestimmt werden können.

6. Digital-Stereodecoder

Es werden je nach Geräteklasse Ton-Module mit unterschiedlichen Ausgangsleistungen eingebaut. Die Tabelle gibt eine Übersicht über die Ausstattungsvielfalt der Audio-Signalverarbeitung.

Ausgangsleistung: (Musik)	2 x 10 W 2 x 20 W 2 x 40 W
Normen, serienmäßig:	5,5 MHz + 5,7 MHz FM 6,0 MHz FM
Normen, nachrüstbar:	4,5 MHz FM 6,5 MHz AM
Stellmöglichkeiten:	Lautstärke (für Lautsprecher und Kopfhörer unabhängig) Höhen, Tiefen, Balance
Schaltmöglichkeiten:	T1/T2 für Lautsprecher T1/T2 für Kopfhörer Mono/Stereo bzw. Raumklang
Anschlüsse:	2 DIN-Buchsen für Zusatzlautsprecher Ausgang für Kopfhörer Euro-AV-Ein- und Ausgänge 2 Cinch-Ausgänge
nur bei 40-W-Version:	2 Cinch-Buchsen, umschaltbar auf Euro-AV-Eingang

Unabhängig von den verschiedenen Leistungsklassen unterteilen sich die Bausteine grob in Signal- und Endstufenteil. Zum Signalteil gehören die FM-Demodulatoren für den Stereoton, die Zusatzschaltung für die 6-MHz-Demodulation, die Identifikation, ein Kopfhörerverstärker sowie Schalt- und Steuereinrichtungen, die über Busleitungen mit dem Bedienprozessor (auf Chassis) verbunden sind. Bei der 2 x 10-W- und der 2 x 20-W-Klasse befinden sich neben dem Signalteil noch die Endstufe auf der Leiterplatte; die 2 x 40-W-Version enthält eine separate Endstufe, die über ein Bandkabel mit dem Signalteil verbunden ist.

6.1 Demodulation

Ein Quasi-Parallel-Ton-ZF-Verstärker arbeitet mit dem IC TDA 4445 B (II 71), welcher vom Oberflächenwellenfilter OFW G3201 die ZF-Frequenzen 38,9 und 34,4 MHz verstärkt und mischt.

Am Eingang BS 15/14 des Ton-Moduls FM 5202 STD M stehen nun die Ton-ZF-Frequenzen 5,5 MHz bzw. bei Stereo zusätzlich 5,74 MHz und 6 MHz bei BFBS-Sendern oder 4,5 MHz bei NTSC-Sendern frequenzmoduliert zur Verfügung.

La quale informazione viene fornita al tuner tramite i transistor TT06, TT07 e TT08. Gli ulteriori 14 Bit danno al divisore programmabile, il rapporto di divisione, la cui frequenza già predivisa dell'oscillatore del tuner deve essere ulteriormente divisa.

Il fattore di divisione é di 7812,5 Hz per lo stadio di comparazione e regolazione di fase e frequenza per ogni canale, con il giro di regolazione agganciato. Questo valore corrisponde esattamente al valore dell'oscillatore a 4 MHz (Pin 6/7) diviso per il fattore divisione di riferimento 512, stabilito da un contatore a 9 Bit.

I risultati delle frequenze divise dell'oscillatore e del quarzo, vengono confrontati tra di loro, ottenendo la tensione di sintonia per il tuner (Pin 9). Il transistor TT12 lavora come interruttore, ed è efficace, per la tensione di sintonia di 30 V, presente al DT14, come resistenza di carico pilotabile. Così si ottiene una tensione di sintonia che va da 0,5 Volt fino a 30 Volt per il tuner. Se varia la frequenza all'uscita del divisore programmabile, in seguito ad una variazione di sintonia, la tensione di sintonia dell'oscillatore del tuner varierà fino a quando la frequenza dell'oscillatore e del quarzo non siano nuovamente identiche. Il più piccolo passo di sintonia fine è di 62,5 KHz, questo significa che in 112 passi di sintonia fine si copre completamente un canale TV che è di 7 MHz.

6. Decodificatore stereo digitale

Nei modelli TVC con il telaio F15/F16 vengono inseriti, in base alla ”classe” dei diversi modelli, dei moduli audio con differenti potenze di uscita.

La tabella da una panoramica delle varietà di equipaggiamento per l'elaborazione dei segnali audio.

Potenza di uscita: (musicale)	2 x 10 W 2 x 20 W 2 x 40 W
Norme di serie:	5,5 MHz e 5,7 MHz FM 6,0 MHz FM
Norme successivamente equipaggiabili:	4,5 MHz FM 6,5 MHz AM
Possibilità di comando:	volume (per altoparlanti e cuffie indipendenti) toni alti – bassi e bilanciamento
Possibilità di commutazione:	T1/T2 per altoparlanti T1/T2 per cuffie mono/stereo rispett. sonorama
Collegamenti:	2 boccole DIN per altoparlanti supplementari. Uscita per cuffie Presa peritelevisione per entrate ed uscite 2 uscite Cinch
Solamente nella versione 40 W:	2 boccole Cinch commutabili sull'ingresso presa peritelevisione.

Indipendentemente dalle varie potenze d'uscita, i componenti fondamentali si suddividono nella parte dei segnali da elaborare e negli stadi finali.

I segnali da elaborare corrispondono al demodulatore FM per l'audio stereo, il circuito supplementare per la demodulazione 6 MHz, l'identificazione, un amplificatore per cuffie, come pure dispositivi di comando e pilotaggio, i quali sono collegati tramite dei conduttori al processore dell'unità comandi (sul telaio base). Nelle classi 2 x 10 W e 2 x 20 W vicino ai componenti dei vari segnali, si trova sulla piastra base anche lo stadio finale; la versione 2 x 40 Watt contiene uno stadio finale separato che è collegato tramite un cavo a nastro, alla parte segnali.

The four bits of highest value contain the band information. This information is transmitted to the tuner by way of the transistors, TT 06, TT 07, and TT 08. Fourteen further bits signalize to the programmable dividers the dividing ratio with which the already predivided tuner oscillator frequency at pin 15 is to be divided once again.

For an engaged frequency-control loop, the result for the phase and frequency comparator stage amounts to 7812.5 Hz for each receiving channel. This value corresponds exactly to the reference frequency from the 4-MHz oscillator (pin 6/7) divided by 512 with a 9-bit counter.

From the divided oscillator signal and the divided quartz reference signal, a signal is formed for comparison during tuning (pin 9).

The transistor, TT 12, functions as a switch and operates as a controllable load resistor for the 30-V tuning voltage present at DT 14. Thus, a tuning voltage from 0.5 to 30 V is available for the tuners.

If the frequency at the output of the programmable divider alters as a result of a tuning process, the tuner oscillator is automatically adjusted by means of the tuning voltage until the oscillator and quartz frequencies are again identical. The smallest tuning step is 62.5 kHz. Thus, the 7-MHz bandwidth of the VHF standard raster can be covered by means of 112 fine-tuning steps.

6. Digital stereo decoder

As dictated by the class of the particular set, sound modules with different output power ratings are installed in the models with the chassis F 15/F 16. A survey of the diverse features available for audio signal processing is given in the following table:

Output power: (Sinusoidal / peak)	2 x 10 W 2 x 20 W 2 x 40 W
Standards, as standard feature:	5.5 MHz and 5.7 MHz FM 6.0 MHz FM
Standards, on conversion:	4.5 MHz FM 6.5 MHz AM
Adjustments:	Volume (for loudspeakers and headphones independently) Treble, bass, balance
Switching features:	T1 / T2 for loudspeakers T1 / T2 for headphones Monaural / stereo, or spatial sound
Terminals:	2 DIN jacks for additional loudspeakers Output jack for headphones Scart input and output jacks 2 Cinch output jacks
For 40-W version only:	2 Cinch jacks, switchable to Scart input

Independently to the various power rating classes, the modules can be coarsely subdivided into signal and final stage sections. The signal section includes the FM demodulators for the stereo sound, the supplementary circuit for the 6-MHz demodulation, the identification, a headphone amplifier, as well as switching and control devices, which are linked by means of bus lines with the control-panel processor (on the chassis). For the 2 x 10- and 2 x 20-W classes, the final stage is also located on the printed circuit board, in addition to the signal section. The 2 x 40-W version is equipped with a separate final stage, which is connected to the signal section by means of a strip cable (as for the 2 x 10- or 2 x 20-W versions, but without the final stage).

Ein Submodul ist für 4,5 MHz FM- und 6,5 MHz AM-Ton-ZF notwendig. Über Stecker BS 15/12 gelangt die 32,4 MHz Ton-ZF an den AM-Verstärker/Demodulator TDA 4445 B. Die demodulierten Signale werden dem Pin 3 des TBA 120 UB (IS 88) zugeführt und wie die 5,5- bzw. 6-MHz-FM-demodulierten weiterverarbeitet.

Da ohne Schaltinformation im Falle anstehender 6-MHz-ZF auch diese demoduliert werden soll, ist im 5,5-MHz-Eingangszweig mit QS 89 ein 6-MHz-Keramikfilter QS 86 parallelgeschaltet und in Serie zu dem 5,5-MHz-Referenzkreis (LS 80/CS 80) ein auf 6 MHz abgestimmter Schwingkreis (LS 86/CS 86) hinzugekommen. Die Kreise sind so bedämpft, daß die abgegebene NF gerade mit der für optimale Aussteuerung benötigten Amplitude des nachfolgenden **A**nalog-**D**igital-**C**onverters ADC 2300 übereinstimmt. Bei einem Hub von 50 kHz beträgt sie 500 mV; der Klirrfaktor etwa 1 %. PS 92 dient zur Einstellung auf minimales Übersprechen bei Stereo bzw. 2-Kanal-Ton. Die 5,74-MHz-Ton-ZF wird in gleicher Weise mit IS 01 (TBA 120 UB) demoduliert und dem Audio-Signalweg „Rechts" zugeführt.

6.2 Der Analog-Digital-Converter MAA 2300 ADC

Im wesentlichen enthält diese IS 21 mehrere Analogschalter, eine analoge Dematrizierung, eine Muteschaltung sowie den eigentlichen Analog-Digital-Wandler als letzte Stufe vor der digitalen Prozessor-Einheit APU 2400. Je nach Stellung der Analogschalter, die über Busleitungen angewählt werden, sind folgende Signalwege schaltbar:

6.2.1 Schaltmöglichkeiten:

- TV- oder Euro-AV-Eingang auf Lautsprecher
- Ton 1 auf beide Euro-AV-Ausgänge, Ton 2 auf beide Ausgänge, Ton 1 und Ton 2 getrennt
- Stereo-dematriziertes Signal auf Euro-AV-Ausgang.

Für die letzte Schaltmöglichkeit ist eine analoge Dematrizierstufe integriert, wobei minimales Übersprechen (40 dB) mit dem Potentiometer PS 92 einzustellen ist. Im Euro-AV-Zweig befindet sich außerdem eine Mute-Schaltung, die Deemphasis (CS 07/CS 13) und ein Ausgangsverstärker, der den Pegel für Euro-AV- und Cinchausgang an Pin 22/23 auf 1,2 V (bei 50 kHz Hub) heraufsetzt.

Wie bereits erwähnt, beträgt der Aussteuerbereich des A/D-Wandlers max. 500 mV. Da jedoch der Pegel an der Euro-AV-Buchse 2 V betragen kann, ist dem IC-Eingang Pin 21/24 ein Spannungsteiler vorgeschaltet, dessen Verlust durch eine softwaremäßige Lautstärkekorrektur (+ 5 dB bei Euro-AV-Einspeisung) ausgeglichen wird.

Hierzu dient der aus Clock, Enable (Ident) und Data bestehende Steuerbus an Pin 17, 18, 19. Er wird im weiteren Verlauf der Erläuterungen „IM-Bus" genannt.

Ebenfalls über den IM-Bus anwählbar ist ein Schaltausgang (Pin 16), der im TTL-Pegel den NTSC-Ton auf dem nachrüstbaren Submodul selektiert.

6.2.2 Der Analog-Digital-Wandler PDM I/II

Das ankommende NF-Signal wird abgetastet, wobei an einem Komparator der momentane mit dem davorliegenden Abtastwert verglichen und bei positiver Differenz ein Impuls auf den Ausgang Pin 10/11 gegeben wird. Es ist dort eine Einbit-Impulsfolge (PDM-Signal) mit max. 4,7 MHz und 1 V_{SS} meßbar, die, über einen Tiefpaß geleitet, das ursprüngliche NF-Signal abbildet.

6.3 Die APU 2400 T (IS 53)

Das für jeden Kanal separat gewandelte PDM-Signal gelangt über Pin 16 und 17 an die APU 2400 (**A**udio-**P**rozessor-**U**nit), die folgende Funktionen beinhaltet:

- Lautstärke- und Balanceeinstellung
- Dematrizierung
- Höhen- und Tiefeneinstellung
- Preemphase
- Basisbreite/Pseudostereo
- Identifikation
- PWM-Modulator

Zusammen mit dem MAA 2300 ADC stellt die APU also ein für Stereo-Signale komplettes Signalverarbeitungssystem dar.

6.1 Demodulazione

Un amplificatore FI con audio quasi parallelo lavora con il IC TDA 4445B (II71), il quale tramite il filtro ad onde di superficie OFW G3201, amplifica e miscela le frequenze di 38,9 e 33,4 MHz delle FI.

All'entrata BS 15/14 del modulo audio sono presenti, modulate in frequenza, le frequenze audio FI 5,5 MHz, rispett. in funzione stereo, in aggiunta 5,74 MHz e 6 MHz con emittenti BFBS oppure 4,5 MHz con il sistema NTSC.

Il modulo supplementare SUB AM FM – audio FI è necessario per 4,5 MHz FM e 6,5 MHz AM. Attraverso la spina BS15/12, arriva la frequenza intermedia audio di 32,4 MHz all'amplificatore-demodulatore AM TDA 4445 B.

I segnali demodulati a 5,5 MHz rispett. 6 MHz FM vengono portati al Pin 9 del TBA 120 B (IS88) ed ulteriormente elaborati.

Per poter demodulare senza informazioni di commutazione, i segnali a 6 MHz nella derivazione a 5,5 MHz con QS89 è collegato in parallelo un filtro ceramico a 6 MHz-/QS86, ed in serie al circuito di riferimento a 5,5 MHz (LS86/CS80) un circuito accordato (LS86/CS86) a 6 MHz.

I circuiti sono smorzati in modo tale da ottenere una BF con un'ampiezza sufficiente per il pilotaggio ottimale del convertitore analogico digitale ADC 2300. Con una deviazione di 50 KHz la sua ampiezza è di 500 mV; il fattore di distorsione è ca. 1 %. PS92 serve per regolare al minimo la diafonia in stereo rispett. 2 canali audio.

La FI audio a 5,74 MHz, viene demodulata allo stesso modo con IS01 (TBA 120 UB) e portato al percorso del segnale audio "destro".

6.2 Convertitore analogico digitale MAA 2300 ADC

Essenzialmente questo IC21 contiene più interruttori analogici, una dematrizzazione analogica, un circuito silenziatore e come ultimo stadio, prima dell'unità-processore digitale APU 2400, un traslatore analogico digitale. Conforme alla posizione dei commutatori analogici, i quali vengono pilotati tramite una linea di BUS, sono commutabili i seguenti percorsi di segnale:

6.2.1 Possibilità di commutazione

- sull'altoparlante TV oppure presa peritelevisione
- canale audio 1 sulle due uscite peritelevisione, canale audio 2 sulle due uscite, canale audio 1 e canale audio 2 separati.
- segnale stereo dematrizzato sull'uscita della presa peritelevisione.

Per l'ultima possibilità di commutazione uno stadio di dematrizzazione analogico è integrato, e la diafonia è regolabile per il minimo (40 dB) con il potenziometro PS92.

Nella derivazione della presa peritelevisione si trova oltre un circuito silenziatore, la deenfasi (CS07/CS13) ed un amplificatore d'uscita, il quale aumenta il livello sia per la presa peritelevisione che per le boccole Cinch ai Pin 22/23 su 1,2 V (con una deviazione di 50 KHz).

Come è già stato menzionato, il campo di pilotaggio del traslatore A/D è di 500 mV massimo. Dato che il livello alla presa peritelevisione può raggiungere i 2 V, all'ingresso del IC, Pin 21/24, è collegato un partitore di tensione, il quale compensa la perdità per la correzione del volume (+ 5 dB con inserimento della spina peritelevisione).

A ciò serve il BUS di pilotaggio, formatosi dai segnali esistenti di Clock, Identificazione e Data.

Nelle successive spiegazioni verrà denominato "IM-BUS".

Parimenti attraverso il "IM-BUS" è selezionabile una uscita commutabile (Pin 16), la quale nel livello TTL, seleziona il canale audio NTSC sul modulo supplementare successivamente equipaggiabile.

6.2.2 Traslatore analogico digitale PDM I/II

Il segnale BF in arrivo viene controllato ed in un comparatore confrontato con il valore precedente, ed in caso di una differenza positiva, viene dato un impulso al Pin 10/11. Lì è misurabile una sequenza di impulsi di un Bit (segnale PDM) con un massimo di 4,7 MHz e 1 V_{PP}, i quali attraverso un filtro passa basso, formano il segnale di BF.

6.1 Demodulation

A quasiparallel, intermediate-frequency sound amplifier operates with the IC, TDA 4445 B, II 71, which amplifies and mixes the IF signals at 38.9 and 34.4 MHz from the surface-wave filter OFW G3201.

At the input, BS 15/pin 14 to the sound module, FM 5202 STD M, the intermediate frequencies for the sound, 5.5 MHz or, for stereo, in addition, 5.74 MHz and 6 MHz for UK-standard transmitters, or 4.5 MHz for NTSC stations, are available as frequency-modulated signals. A submodule is necessary for 4.5-MHz FM and 6.5-MHz AM sound IF signals. By way of the plug connector, BS 15/pin 12, the 32.4-MHz IF sound signal is supplied to the AM amplifier/demodulator, TDA 4445 B. The demodulated signals are fed to pin 3 of TBA 120 UB (IS 88) and further processed as the demodulated 5.5- or 6-MHz FM signals.

A 6-MHz intermediate-frequency signal, if received, must also be demodulated without switching information. Hence, a 6-MHz ceramic filter, QS 86, is connected in parallel in the 5.5-MHz input branch with QS 89, and a resonant circuit (LS 86, CS 86) tuned to 6 MHz is connected in series with the 5.5-MHz reference circuit (LS 80, CS 80). The circuits are provided with attenuation in such a manner that the audio signal thus supplied concurs precisely with the required amplitude of the following **a**nalogue-**d**igital **c**onverter, ADC 2300 for optimal modulation. This amounts to 500 mV for a deviation of 50 kHz; the harmonic distortion factor is about 1 per cent. PS 92 has the function of adjusting to minimal cross-talk for stereo or two-channel sound. The 5.74-MHz IF sound signal is demodulated in the same manner by IS 01 (TBA 120 UB) and fed to the "right" audio-signal path.

6.2. The analogue-digital converter, MAA 2300 ADC

This component, IS 21, comprises essentially several analogue switches, an analogue dematrixer, a muting circuit, as well as the analogue-digital converter itself as final stage prior to the digital processor unit, APU 2400. As dictated by the setting of the analogue switches, which are selected by way of the bus lines, the following signal paths can be switched:

6.2.1 Switching possibilities

- TV or Scart input to loudspeakers
- Sound 1 at both Scart outputs, sound 2 at both outputs, sound 1 and sound 2 separate
- Stereo-dematrixed signal at Scart output

An analogue dematrixing stage has been integrated for the above mentioned switching possibility. The cross-talk is thereby set to a minimum (40 dB) with the use of the potentiometer, PS 92. Furthermore, the Scart branch includes a muting circuit, the deemphasis (CS 07, CS 13), and an output amplifier which raises the level to 1.2 V (for a deviation of 50 kHz) for the Scart and Cinch output at pin 22/23. As already mentioned, the modulation range for the analogue-digital converter has a maximum of 500 mV. Since, however, the level at the Scart jack can amount to 2 V, a voltage divider is connected to the input of the IC, pin 21/24; the loss thereby incurred is compensated by means of a loudness correction (+ 5 dB for Scart input) specified through the software. The control bus at pins 17, 18, and 19, consisting of "clock", "enable" (ident), and "data", is employed for this purpose. This bus is designated as "IM-bus" in the course of further explanations.

A switching output, pin 16, which selects the NTSC sound signal on the convertible submodule in the TTL level, can likewise be called by means of the IM-bus.

6.2.2 Analogue-digital converter, PDM I/II

The incoming audio-frequency signal is scanned. The momentary scanning value is thereby compared with that just preceding, by means of a comparator. If the difference is positive, a pulse is supplied to the output, pin 10/11. A 1-bit pulse sequence (PDM signal) with a maximum of 4.7 MHz and a peak-to-peak value of 1 V is measured there and images the original audio-frequency signal after transfer through a low-pass filter.

6.3.1 Lautstärkeeinstellung

Das ankommende Einbit-Signal mit der Abtastfrequenz von 4,7 MHz wird zunächst über mehrere Stufen in eine parallele 16-Bit-Wortfolge mit der Abtastfrequenz von 34,6 kHz gewandelt. Zu jedem Abtastzeitpunkt steht somit ein dem analog zugeführten Signal abgebildeter Digitalwert zur Verfügung. Soll eine Änderung des (Digital)-Signals – im einfachsten Fall eine Lautstärkeeinstellung – vorgenommen werden, so ist die gewandelte Wortfolge mit einem konstanten Faktor zu multiplizieren. Es entsteht eine neue Wortfolge, die proportional und frequenzunabhängig zum vorherigen Signal ist. In der APU sind die Multiplizierer in einem Rechenwerk realisiert, die über den IM-Bus unter Wahl zugeordneter Adressen angesprochen und in ihrem Wert verändert werden können. Zwischen den Bus-Leitungen (Clock, Ident, Data) und dem Rechenwerk ist noch eine Interface-Einheit geschaltet, die die Bus-Signale auswertet und intern weitergibt.

Die Balance-Einstellung basiert darauf, daß in jedem Kanal ein Multiplizierer mit unabhängiger Einstellung der Multiplikatoren vorhanden ist.

6.3.2 Die Dematrizierung

Etwas komplizierter ist die Dematrizierung, die für den Kopfhörer- und Lautsprecherzweig prinzipiell identisch (aber unabhängig) und – wie dargestellt – aus Multiplizierern und Addierern zusammengeschaltet ist.

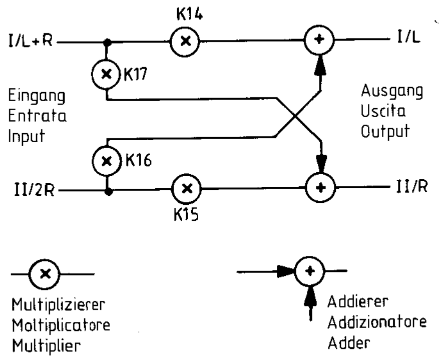


Fig. 8
Dematrizierung
Dematrizzazione
Dematrixing

Mit dieser Struktur ist es möglich, sämtliche Betriebsfälle abzudecken. Bei einer Monosendung z. B. (nur Kanal I ist moduliert und soll auf beide Ausgänge geschaltet werden), werden die Multiplizierer mit den Koeffizienten K 15 und K 16 auf Null, K 14 und K 17 auf Eins gesetzt. Die Koeffizienten bei Stereo-Dematrizierung lauten:

K 14 = 1; K 15 = 0,5; K 16 = –0,5; K 17 = 0.

Bei einem senderseitig matrizierten Signal mit L+R auf Kanal I und 2R auf Kanal II steht am Ausgang das linke bzw. rechte Signal zur Verfügung. Durch Variation von K 16 ist es möglich, die Übersprechdämpfung zu optimieren. Das ist auch notwendig, da die analoge (im ADC für Euro-AV-Ausgang) und die digitale Dematrizierung (in APU für Lautsprecher- und Kopfhörerausgang) niemals exakt übereinstimmen und Differenzen in der Übersprechdämpfung in der Größenordnung 10...15 dB auftreten können. Es wird daher mit PS 92 minimales Übersprechen für den Euro-AV-Ausgang eingestellt und anschließend die digitale Dematrizierung für Kopfhörer und Lautsprecher optimiert. Der hierfür gefundene Wert wird in dem auf dem Chassis befindlichen EEPROM IR 73 (MDA 2061) abgespeichert.

6.3.3 Die Identifikation

Bekanntlich ist in dem zweiten Tonkanal auch die Pilotfrequenz (54,69 kHz) mit den AM-Seitenbändern +/– 117 Hz für Stereo und +/– 274 Hz für Zweiton enthalten. Im Kennungsteil der APU wird die Pilotfrequenz mit einem Hilfssignal gemischt; dessen Frequenz ist bei den mit Thom 04 ausgestatteten Geräten 17,734 MHz/324 = 54,736 kHz.

6.3 APU 2400 (IC53)

Il segnale trasformato, separato per ogni canale arriva attraverso Pin 16 e 17 al APU 2400 (unità elaborazione audio) che contiene le seguenti funzioni:

- Regolazione volume e bilanciamento
- dematrizzazione
- regolazione alti e bassi
- preenfasi
- larghezza base – pseudo stereo
- identificazione
- modulatore PWM (larghezza impulsi)

Insieme al MAA 2300 – ADC, (convertitore audio digitale) l'APU forma, un sistema completo per l'elaborazione del segnale stereo.

6.3.1 Regolazione volume audio

Il segnale in arrivo di 1 Bit con la frequenza di esplorazione di 4,7 MHz, attraverso più stadi, viene trasformato in una sequenza parole parallele a 16 Bit con la frequenza di esplorazione di 34,6 KHz.

In ogni istante dell'analisi è a disposizione un valore digitale illustrato.

Se avviene una variazione del segnale digitale, p.es. una regolazione del volume, la sequenza trasformata delle parole, viene moltiplicata con un fattore costante. Si formano delle nuove sequenze di parole, le quali sono proporzionali ed indipendenti, nella frequenza in confronto al precedente segnale.

Nel APU i moltiplicatori sono realizzati in una unità di conteggio, i quali attraverso i BUS possono essere variati nel valore tramite gli indirizzi scelti.

Tra i conduttori di BUS (Clock, Ident, Data) e l'unità di conteggio é collegato un circuito interfaccia, il quale seleziona i segnali del BUS e li elabora internamente.

La regolazione del bilanciamento si basa in modo che in ogni canale, un moltiplicatore con regolazione indipendente dal fattore di moltiplicazione sia presente.

6.3.2 La dematrizzazione

Più complicata è la dematrizzazione, la quale principalmente è identica per la cuffia e la deviazione degli altoparlanti (però indipendente) come qui dimostrato, è composto da moltiplicatori e addizionatori (fig. 8).

Con questa struttura è possibile coprire tutte le funzioni. In una trasmissione mono (p.es. è modulato solamente il canale I, e deve essere commutato su tutti e due i canali). I moltiplicatori, con coefficiente K15 e K16 vengono ripristinati su 0, K14 e K17 su 1.

I coefficenti nella dematrizzazione stereo sono:
K14 = 1; K15 = 0,5; K16 = –0,5; K17 = 0.

Con un segnale del trasmettitore matrizzato con L+R sul canale I e 2R sul canale II è a disposizione all'uscita il segnale sinistro rispett. destro. Tramite la variazione di K16 è possibile ottimare la attenuazione di diafonia. Questo è anche necessario, in quanto l'analogia (nel ADC per l'uscita peritelevisione) e la dematrizzazione digitale (nel APU per uscita altoparlante e cuffia) in nessun modo è uguale e si possono avere delle differenze nella attenuazione di diafonia nella grandezza di 10...15 dB. Quindi con PS92 si regola per la minima diafonia l'uscita peritelevisione e successivamente la dematrizzazione per cuffia ed altoparlanti. Questo valore ottimale viene memorizzato nell'EEPROM IR73 (MDA 2061) che si trova sulla piastra base.

6.3.3 L'identificazione

Nel secondo canale audio è presente anche la frequenza pilota (54,69 KHz) con le portanti laterali AM +/– 117 Hz per stereo e +/– 274 Hz per audio 2 canali. Nella parte identificatrice dell'APU la frequenza pilota viene mescolata con una frequenza ausiliaria.

Questa frequenza è 17,734 MHz/324 = 54,736 KHz

Perciò si ottengono le seguenti frequenze di identificazione:

$f_{\text{pilota}\ast} = f_{\text{ausiliaria}} - f_{\text{pilota}} = 54{,}736 - 54{,}6875$ kHz = 48,5 Hz,

$f_{\text{stereo}} = f_{\text{pilota}\ast} + 117$ Hz = 165,5 Hz,

$f_{\text{2 canali audio}} = f_{\text{pilota}\ast} + 274$ Hz = 322,5 Hz.

6.3 APU 2400 T (IS 53)

The PDM signal is separately converted for each channel and is supplied through pins 16 and 17 to the APU 2400 (audio processing unit), which performs the following functions:

- volume and balance adjustments,
- dematrixing,
- treble and bass adjustments,
- preemphasis,
- base width and pseudostereo,
- identification, and
- pulse-width modulation (PWM).

Together with the MAA 2300 ADC, the APU constitutes a complete signal processing system for stereo signals.

6.3.1 Volume adjustment

The incoming 1-bit signal with the scanning frequency of 4.7 MHz is first converted in several stages to a parallel 16-bit word sequence at the scanning frequency of 34.6 kHz. Thus, at every instant of scanning a digital value imaging the incoming analogue signal is made available. If a change is to be effected in the (digital) signal – a volume adjustment in the simplest case – the converted word sequence is multiplied by a constant factor. A new word sequence proportional to, and independent of the frequency of, the preceding signal thus results. In the APU, the multipliers are realized by means of a calculator. They are called by means of the IM-bus under the address associated with a selection, and their value is capable of being altered. Moreover, an interface is connected between the bus lines (clock, ident, data) and the calculator; the bus signals are thus evaluated and transferred internally.

The balance adjustment is based on the fact that a multiplier is present in each channel with independent setting of the multipliers.

6.3.2 Dematrixing

The dematrixing process is somewhat more complicated. This is in principle identical (but independent) for the headphone and loudspeaker branches, and comprises a network of multipliers and adders (fig. 8).

By means of this structure, all operational cases can be covered. For a monaural broadcast, for example (only channel 1 is modulated and is to be supplied to both outputs), the multipliers with the coefficients K 15 and K 16 are set to 0, while K 14 and K 17 are set to 1. For stereo dematrixing, in contrast, the coefficients are set as follows:

K 14 = 1; K 15 = 0.5; K 16 = –0.5; K 17 = 0.

For a signal which has been matrixed at the transmitting station, with L + R on channel 1 and 2 R on channel 2, the left or right signal is available at the output. The suppression of cross-talk can be optimised by appropriately varying K 16. This is also necessary, since the analogue (in the ADC for the Scart output) and digital dematrixing (in the APU for the loudspeaker and headphone outputs) never concur exactly, and differences with an order of magnitude between 10 and 15 dB can occur in the cross-talk suppression. Hence, cross-talk is set to a minimum for the Scart output by means of PS 92; subsequently, the digital dematrixing is optimised for headphones and loudspeakers. The value determined for this purpose is stored in the EEPROM, IR 73 (MDA 2061), located on the chassis.

6.3.3 Identification

As is well known the pilot frequency (54.69 kHz) with the AM sidebands, ± 117 Hz for stereo and ± 274 Hz for two-channel sound, is included in the second sound channel. In the identification section of the APU, the pilot frequency is mixed with an auxiliary signal whose frequency is 17.734 MHz / 324 = 54.736 kHz.

The following identifying frequencies thus result:

$f_{\text{pilot}\ast} = f_{\text{auxiliary}} - f_{\text{pilot}} = 54.736$
$- 54.6875$ kHz = 48.5 Hz,

$f_{\text{stereo}} = f_{\text{pilot}\ast} + 117$ Hz = 165.5 Hz,

$f_{\text{2-k-sound}} = f_{\text{pilot}\ast} + 274$ Hz = 322.5 Hz.

Hierdurch entstehen folgende Identifikationsfrequenzen:

$f_{pilot*} = f_{hilf} - f_{pilot} = 54{,}736 - 54{,}6875$ kHz = 48,5 Hz,

$f_{Stereo} = f_{pilot*} + 117$ Hz = 165,5 Hz,

$f_{2\text{-}k\text{-}Ton} = f_{pilot*} + 274$ Hz = 322,5 Hz.

Dadurch fällt das gesamte Kennungssignal in einen Frequenzbereich bis ca. 330 Hz und ist somit der Selektion per Software besser zugänglich.

Ohne vollständige Demodulation wird dann der Pegel eines Seitenbandes gemessen und mit einer einstellbaren Schwelle verglichen.

Zur Identifikation sind schmalbandige Filter für die herabgesetzten Seitenfrequenzen 166 Hz bzw. 323 Hz erforderlich. Da sich bei kleinen Frequenzänderungen der Seitenbänder große Dämpfungen ergeben, muß die aus der Clockfrequenz (17,734 MHz) abgeleitete Hilfsfrequenz sehr eng toleriert sein, d. h. primär die Clockfrequenz selbst.

Der Clock-Oszillator ist mit TS 46 (BC 548) und dem Quarz QS 46 aufgebaut. CS 51 erlaubt den Feinabgleich der Schwingfrequenz.

Zur Verbesserung der Stereo- und 2-Kanalton-Identifikation wird bei den mit dem Bedienteilprozessor IR 01 Thom 06 06/02 ausgestatteten Geräten eine Auswertung **beider** Seitenbänder der Pilotfrequenz vorgenommen. Nach Auswertung mittels UND-Gatter erfolgt die Umschaltung.

Die Seitenfrequenzen betragen bei Stereo 48,5 ± 117 Hz = 165,5 Hz bzw. −68,5 Hz = 68,5 Hz invertiert. Da 48,5 Hz und 68,5 Hz für eine eindeutige Identifikation zu nahe zusammenliegen, ist die Clockfrequenz auf 17,7292 MHz gelegt worden. Daraus ergeben sich

f_{hilf} = Clock : 324 = 54,719 kHz,

f_{pilot*} = 32 Hz

$$f_{Stereo*\,1} = 32 + 117 = 148{,}5 \text{ Hz}$$
$$f_{Stereo*\,2} = 32 - 117 = -\,85{,}5 \text{ Hz.}$$

Die zweite Seitenfrequenz 85,5 Hz hat einen ausreichend großen Abstand zur 32 Hz Pilotfrequenz.

Für den Servicetechniker ergeben sich folgende Merkmale:

1. Die Genauigkeit der Frequenz des Clock-Oszillators ist für die Stereo- bzw. 2-Kanalton-Auswertung von höchster Wichtigkeit.
2. Bei Ersatz eines IR 01 Thom 04 gegen einen neuen Thom 06 muß der Quarz QS 46 im Clock-Oszillator ebenfalls getauscht werden.

6.3.4 Die Höhen- und Tiefeneinstellung

Das Grundelement hierfür ist die Addition aus direktem und verzögertem Signal (Fig. 10).

Der Frequenzgang ist kammförmig und hat dort Nullstellen, wo das verzögerte Signal gegenphasig mit dem direkten Signal addiert wird. Durch Verschachtelung dieser und ähnlicher Grundelemente ist es möglich, beliebige Filterfunktionen bzw. deren Einstellung vorzunehmen, so auch die Höhen- und Tiefeneinstellung.

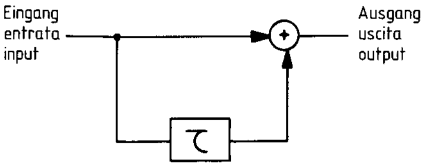


Fig. 10
Prinzip Klang-Einstellung
Principio regolazione tonalitá
Schematic sound adjustment

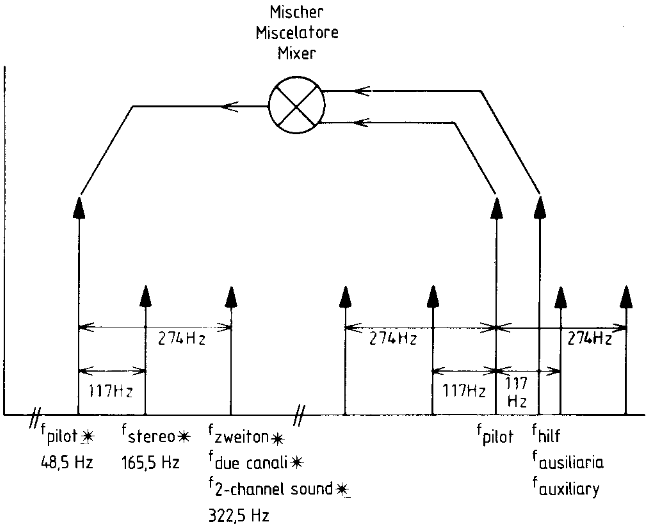


Fig. 9
Frequenzspektrum bei $f_{clock} = 17{,}7344$ MHz
Spettro frequenze 17,7344 MHz
Frequency spectrum for $f_{clock} = 17.7344$ MHz

Perciò tutto il segnale di identificazione cade nel campo di frequenza fino ca. 330 Hz ed è più accessibile per la selezione della software.

Senza una completa demodulazione, il livello di una banda laterale viene misurato e confrontato con una soglia regolabile.

Per l'identificazione sono necessari dei filtri a banda stretta per l'attenuazione delle frequenze laterali di 166 Hz rispett. 323 Hz.

Dato che con piccole variazioni di frequenza delle bande laterali si ottengono delle grandi attenuazioni, la tensione ausiliare ricavata dalla frequenza Clock (17,734 MHz) deve avere delle tolleranze minime, perciò vuol dire frequenza primaria Clock stessa.

L'oscillatore per la frequenza di Clock è composto da TS46 (BC548) e dal quarzo QS46. CS51 permette la regolazione fine della frequenza oscillante.

Per migliorare l'identificazione dello stereo e 2 canali audio, viene eseguita un'elaborazione con il microprocessore dell'unità comandi IR01 – Thom 06 06/02 delle due bande laterali della frequenza pilota.

Dopo l'elaborazione mediante una porta AND avviene una commutazione.

Le frequenze laterali ammontano in stereo 48,5 ± 117 Hz = 165,5 Hz rispett. – 68,5 Hz = 68,5 Hz invertiti. Siccome 48,5 Hz e 68,5 Hz, per una significativa identificazione, sono molto vicine, la frequenza di Clock è stata scelta a 17,7292 MHz.

Quindi si ottengono:

$f_{ausiliaria} = f_{Clock}$: 324 = 54,719 kHz,

$f_{pilota*}$ = 32 Hz

$$f_{stereo*\,1} = 32 + 117 = 148{,}5 \text{ Hz}$$
$$f_{stereo*\,2} = 32 - 117 = -\,85{,}5 \text{ Hz.}$$

La seconda frequenza laterale – 85,5 Hz ha una distanza sufficiente dalla frequenza pilota di 32 Hz.

Per il tecnico del servizio si hanno le seguenti caratteristiche:

1. la precisione della frequenza dell'oscillatore Clock è molto importante per l'elaborazione dei segnali audio stereo rispett. 2 canali;
2. con la sostituzione di IR01 Thom 04 con uno nuovo Thom 06, è necessario anche sostituire il quarzo QS46 dell'oscillatore di Clock.

6.3.4 Regolazione degli alti e bassi

L'elemento base è l'addizione del segnale diretto con quello ritardato (fig. 10).

L'andamento della frequenza è a forma di pettine ed ha delle posizioni zero, dove il segnale ritardato in opposizione di fase viene sommato al segnale diretto.

Mediante il concatenamento di questi è possibile effettuare qualsiasi funzione di filtraggio rispett. la regolazioni di questi, come pure la regolazione degli alti e bassi.

Consequently, the entire identifying signal is situated in a single frequency range up to about 330 Hz, and is thus especially easily accessible for selection with the use of the software.

The level of a sideband is then measured without complete demodulation and compared with an adjustable threshold.

Narrow-band filters for the decreased sideband frequencies, 166 or 323 Hz, are necessary for identification. Since severe attenuation occurs as a result of small frequency changes for the sidebands, the auxiliary frequency derived from the clock frequency (17.734 Mhz) must be defined within very narrow tolerance limits; this is primarily the clock frequency itself.

The clock oscillator comprises TS 46 (BC 548) and the crystal QS 46. CS 51 allows fine adjustment of the oscillator frequency.

For enhancing the stereo and two-channel sound identification, an evaluation of both sidebands of the pilot frequency is performed for sets equipped with the control-panel processor, IR 01, Thom 06 06/02. Switch-over is effected after evaluation by means of an AND gate.

The side frequencies for stereo are 48.5 ± 117 Hz = 165.5 Hz, or – 68.5 Hz = 68.5 Hz inverted. Since 48.5 and 68.5 Hz are too closely adjacent for permitting unambiguous identification, the clock frequency has been set at 17.7292 MHz. This results in

$f_{auxiliary} = f_{clock}$: 324 = 54.719 kHz,

f_{pilot*} = 32 Hz

$$f_{stereo*\,1} = 32 + 117 = 148.5 \text{ Hz}$$
$$f_{stereo*\,2} = 32 - 117 = -\,85.5 \text{ Hz.}$$

The second side frequency, 85.5 Hz, is sufficiently distant from the 32-Hz pilot frequency.

The following resulting features are important for the service technician:

1. The accuracy of the clock oscillator frequency is of utmost importance for the stereo or two-channel sound evaluation.
2. If IR 01, Thom 04, is replaced by a new Thom 06, the quartz QS 46 in the clock oscillator must be exchanged, too.

6.3.4 Treble and bass adjustment

The basic element for this purpose is the addition of the direct and delayed signals (fig. 10). The frequency response curve is comb-shaped and passes through zero wherever the delayed signal is opposite in phase to the direct signal. By interlacing of these and similar basic elements, it is possible to perform or adjust arbitrary filter functions, including the adjustment of treble and bass.

6.3.5 Der PWM-Modulator

Sowohl im Lautsprecherzweig, als auch im Kopfhörerausgang befinden sich Puls-Weite-Modulatoren, die die 16-Bit-parallelen Digitalwörter in serielle Puls-Weite-Signale mit einer Schaltfrequenz von etwa 550 kHz verarbeiten. Das Maß der Impulsbreite bestimmt den Momentanwert der NF, deren zeitlicher Verlauf nach einem Tiefpaß, bestehend aus einem IC-internen Widerstand und CS 47/77 bzw. CS 50/54, (Deemphase) sichtbar wird und dem Kopfhörerverstärker bzw. der Lautsprecherendstufe zugeführt wird.

Zwischen den PWM 1/2 und den vier Signal-Ausgängen befindet sich ein 8stufiger Abschwächer. Dieser wird im wesentlichen für die Ein- und Ausschalt-Geräusch-Unterdrückung verwendet. Gesteuert vom RESET an Pin 11 schalten die PWM auf ein Puls/Pause-Verhältnis von 50% sowie der Abschwächer auf minimales Ausgangssignal, bis der Bedienteilprozessor die vorgewählte Lautstärke freigibt. Der Transistor TS 79 steuert infolge des negativen Impulses über CS 71 im Ausschaltmoment leitend. Hierdurch reduziert sich der Referenzstrom in Pin 21 und damit das Ausgangssignal auf ein Minimum.

7. Ton-NF-Signalverstärker und Muteschaltung

7.1 Kopfhörerverstärker

Wegen des relativ hohen Ausgangswiderstandes der APU 2400 und des zu geringen Pegels wurde ein Operationsverstärker IS 33 erforderlich, der galvanisch mit der APU verbunden ist.

7.2 Lautsprecherendstufe

Bei der 2x10-W- und der 2x20-W-Version ist sie realisierbar durch IC's mit OP-Eingängen und AB-Endstufe (TDA 2040, IS 63/73). Die externe Gegenkopplung bestimmt die Verstärkung und ist so gewählt, daß die Übersteuerungsreserve etwa 8 dB beträgt. Die IC's sind kurzschlußfest und thermisch geschützt.

Die 2 x 40-W-Endstufe ist mit diskreten Endstufentransistoren aufgebaut, da aufgrund geringer thermischer Übergangswiderstände zwischen Silizium und Gehäuse dort höhere Temperaturen zugelassen sind und der Kühlkörper relativ klein gestaltet werden kann.

7.3 Abschirmung

Aufgrund sehr steiler Impulsflanken entstehen bei der digitalen Signalverarbeitung hohe Oberwellenanteile, die die empfangenen Fernsehkanäle stören können. Zur wirksamen Vermeidung der Abstrahlung wurden ADC 2300 und APU 2400 sowie der Clock-Generator gemeinsam abgeschirmt.

7.4 Mute

Da das Chassis mit einem Kabeltuner ausgestattet ist, muß eine Mute-Schaltung den Ton-Kanal sperren, solange kein TV-Sender empfangen wird.

Diese Mute-Schaltung soll nur das vom Tuner/ZF-Teil kommende FBAS-Signal auswerten. Videotext, Bildschirmtext oder von extern über die Euro-AV-Buchse zugeführte Videosignale dürfen die Tonabschaltung nicht beeinflussen. Die Mute-Schaltung ist realisiert mit den Transistoren TI 57, 60, 62, 68. Sie erzeugt gleichzeitig den Suchlauf-STOP-Impuls.

TI 68 wird über CI 66 mit dem FBAS-Signal vom Emitterfolger TV 16 angesteuert. Er wirkt als Impulstrennstufe und liefert die Horizontal- und Vertikalsynchronimpulse an ein elektronisches Bandpaßfilter, welches auf 15625 Hz abgestimmt ist. Am Collektor des TI 57 bildet sich eine sinusförmige horizontalfrequente Steuerspannung für die Schaltstufe mit TI 60 und TI 62. TI 60 wird periodisch leitend und lädt über RI 62 CI 62 (2,2 µF), woraufhin TI 62 solange leitend bleibt, wie H-Synchronimpulse im Steuersignal vorhanden sind.

Die 13-V-Spannung gelangt vom Collektor des TI 62 an den Mute-Eingang des Audio-Moduls und als STOP-Signal für den Sendersuchlauf an Pin 28 des Bedienteilprozessors IR 01.

6.3.5 Modulatore PWM – (modulazione larghezza impulsi)

Nella derivazione altoparlanti, come pure nell'uscita cuffia si trovano dei modulatori larghezza impulsi, i quali trasformano le parole digitali di 16 Bit paralleli in segnali sequenziali con larghezza impulsi, con una frequenza di commutazione per l'elaborazione di ca. 550 Hz.

La misura della larghezza dell'impulso stabilisce il valore momentaneo della BF, il cui percorso nel tempo, dopo un filtro passa basso, composto da una resistenza interna al IC e CS47/77 rispett. CS50/54 (deenfasi, qui misurabile), è condotto all'amplificatore cuffie rispett. stadi altoparlanti.

Tra i PWM 1/2 ed i quattro segnali di uscita si trova un attenuatore ad 8 stadi. Questo è principalmente usato per la soppressione dello scrocchio di spegnimento. Pilotato dal RESET al Pin 11 il PWM commuta su un rapporto impulso pausa del 50%, come pure l'attenuatore su una minima uscita del segnale, affinché il processore dell'unità comandi non da via libera per il volume scelto.

Il transistor TS79 va in conduzione, in conseguenza dell'impulso negativo attraverso CS71 nel momento di spegnimento. Per questo si riduce la corrente di riferimento sul Pin 21 e con ciò il segnale d'uscita va al minimo.

7. Elaborazione del segnale BF audio

7.1 Amplificatore cuffie

In conseguenza della relativa alta impedenza d'uscita dell'APU 2400 (unità elaborazione audio) e del livello troppo basso, si è reso necessario un amplificatore operazionale IC33, il quale è accoppiato galvanicamente con l'APU.

7.2 Stadio finale altoparlante

La versione 2 x 10 W e 2 x 20 W, è realizzata tramite IC con ingressi operazionali e stadi finali in classe AB (TDA 2040, IS63/73). La controreazione esterna stabilisce il fattore di amplificazione ed è stato scelto in modo che la riserva di un sovrapilotaggio sia di ca. 8 dB. I circuiti integrati sono protetti contro cortocircuiti e derive termiche.

Lo stadio finale 2 x 40 W è composto dai transistor finali. La piccola resistenza termica di contatto, tra il cristallo e la custodia, permette temperature più elevate, quindi è stato possibile ridurre le dimensioni del dissipatore di calore.

7.3 Schermature

A causa delle fiancate degli impulsi molto ripidi, nelle elaborazioni dei segnali, si formano delle armoniche, le quali possono disturbare in ricezione i canali TV. Per evitare questo, sono stati schermati ADC 2300, APU 2400 come pure il generatore di Clock.

7.4 Circuito silenziatore audio

Siccome il telaio è corredato di un tuner che può ricevere anche i canali speciali, è necessario un circuito silenziatore per l'audio che blocchi lo stesso fino a quando non viene ricevuto un trasmettitore TV. Questo circuito silenziatore deve solo elaborare il segnale FBAS proveniente dal gruppo AF e FI.

Mentre l'audio non deve venir bloccato nelle funzioni di televideo-videotel e con segnali provenienti dalla presa peritelevisione.

Il circuito silenziatore è composto dai transistor TI57, 60, 62, 68. Esso fornisce contemporaneamente l'impulso di stop nella ricerca elettronica.

Il TI68 viene pilotato dal segnale FBAS proveniente dal TV16, attraverso CI66.

Esso ha la funzione di separatore dei sincronismi e fornisce gli impulsi sincronismo orizzontali e verticali, ad un filtro passa banda elettronico, il quale è tarato su 15625 Hz. Al collettore del TI57 si forma una tensione di pilotaggio sinusoidale a frequenza di riga per lo stadio di commutazione con TI60 e TI62. TI60 va in conduzione periodicamente e carica, attraverso RI62 il CI62 (2,2 µF), per cui TI62 rimane in conduzione, fino a quando sono presenti degli impulsi orizzontali nel segnale di pilotaggio. La tensione a 12 V dal collettore del TI62 arriva all'ingresso del circuito silenziatore del modulo audio, e come segnale di stop per la ricerca elettronica al Pin 28 del processore dell'unità comandi IR01.

6.3.5 Pulse-width modulator (PWM)

Pulse-width modulators are present both in the loudspeaker branch and in the headphone output. These modulators convert the 16-bit parallel digital words into serial pulse-width signals with a switching frequency of about 550 kHz. The measure of the pulse width determines the instantaneous value of the audio-frequency signal, whose temporal behaviour becomes evident after passage through a low-pass filter consisting of an IC-internal resistor and CS 47/77 or CS 50/54 (deemphasis). It is fed to the headphone amplifier or to the final stage for the loudspeakers.

An eight-stage attenuator is situated between the PWM 1/2 and the four signal outputs. Its purpose is essentially the suppression of the noise occurring during switching on and off. The pulse-width modulators, controlled by the "RESET" at pin 11, switch to a pulse / pause ratio of 50 per cent, and the attenuator switches to minimal output signal until the control-panel processor releases the preselected loudness. As a result of the negative pulse through CS 71, the transistor, TS 79, is rendered conductive at the instant of switching off. Consequently, the reference current through pin 21, and thus the output signal, are decreased to a minimum.

7. Sound audio-frequency signal amplifier and muting circuit

7.1 Headphone amplifier

Because of the comparatively high output resistance of the APU 2400 and of the excessively low level, an operational amplifier, IS 33, is necessary. It is galvanically connected to the APU.

7.2 Final stage for the loudspeakers

For the versions featuring 2x10W and 2 x 20 W, this has been realised with the use of IC with OP-inputs and final AB-stages (TDA 2040, IS 63/73). The external negative feedback governs the amplification and has been selected in such a way that the overmodulation reserve amounts to some 8 dB. The IC are short-circuit-proof and thermally protected.

The final stage for the 2x40W version has been designed with discrete final-stage transistors, since a higher temperature is permissible in this case because of the lower thermal junction resistance between silicon and the housing, and thus the cooling fins can be designed with relatively compact dimensions.

7.3 Shielding

Because of the steep pulse flanks, strong harmonic components arise during digital signal processing and can result in interference with the television channels being received. For ensuring effective screening against these spurious emissions, ADC 2300 and APU 2400 as well as the clock generator have been provided with common shielding.

7.4 Muting

Since the chassis is equipped with a cable tuner, a muting circuit must block the sound channel as long as no television station is being received. The muting circuit has been designed for evaluating only the FBAS signal arriving from the intermediate-frequency section of the tuner. Cancellation of the sound muting by teletext, BTX, or video signals supplied externally through the Euro jack is not permissible.

The muting circuit consists of the transistors, TI 57, 60, 62, and 68. It simultaneously generates the automatic search STOP pulse. TI 68 is driven through CI 66 by the FBAS signal from the emitter follower, TV 16. It functions as pulse separating stage and furnishes the horizontal and vertical synchronising pulses to an electronic band-pass filter, which is tuned to 15 625 Hz. At the collector of TI 57, a sinusoidal control voltage at the horizontal scanning frequency is generated for the switching stage comprising TI 60 and TI 62. TI 60 periodically becomes conductive and charges through RI 62 and CI 62 (2.2 µF). TI 62 thereby remains conductive as long as horizontal synchronising pulses are present in the control signal.

8. Video-Chroma-Modul

Bei diesem Chassiskonzept erfolgt die Video- und Colorsignalverarbeitung auf einer gemeinsamen Schaltungsplatte, dem Video-Chroma-Modul.

8.1 Chroma-Signalverarbeitung

Sämtliche aktiven Stufen des Multistandard-Farbdecoders sind hier in nur einem IC, dem IC 01, untergebracht. Signale mit unterschiedlicher Norm wie PAL oder SECAM werden ohne manuelle Umschaltung erkannt und entsprechend decodiert. Ein Mindestmaß an externer Beschaltung gewährleistet hohe Betriebssicherheit.

Von TV 49 gelangt das FBAS-Signal niederohmig zu den Chromafiltern. Da für jeden Standard eine spezielle Weichenschaltung erforderlich ist, öffnet IC 01 nach Normerkennung durch High-Pegel an Pin 28 den PAL-Signalweg. Das Chromafilter, bestehend aus CC 24, LC 28, CC 28, RC 23 und CC 25 sorgt für die erforderliche 4,43-MHz-Bandpaßcharakteristik. TC 34 entkoppelt das Chromasignal über CC 34 zum Pin 15 des IC 01.

Der SECAM-Signalweg wird mit High-Pegel an Pin 27 aktiviert. Im Signalweg liegt das für SECAM charakteristische Glockenfilter CC 23/LC 23. TC 29 dient als schaltbarer Emitterfolger. Das dem IC 01 an Pin 15 kapazitiv zugeführte Farbsignal durchläuft zunächst eine geregelte Verstärkerstufe. Dies ist erforderlich, um bei etwas unterschiedlichen ZF-Durchlaßkurven oder bei Empfängerverstimmung die Farbdifferenzsignale immer in einer bestimmten Relation zum Y-Signal zu halten. Als Ist-Wertsignal für die Regelung wird beim PAL-Signal die Burstamplitude und beim frequenzmodulierten SECAM-Signal das gesamte Signal verwendet. CC 11 an Pin 16 dient als Siebglied für die Regelspannung. Zur Arbeitspunktstabilisierung der Farbartsignal-Regelstufe ist eine Gleichspannungsgegenkopplung vorgesehen. CC 09 befreit das Gegenkopplungssignal von Wechselspannungsanteilen.

Das geregelte Farbsignal gelangt mit dem Burstanteil zur Standard-Identifizierung. Zur Identifikation werden die Signale auf der hinteren Schwarzschulter herangezogen. Hier unterscheiden sich die einzelnen Standards charakteristisch voneinander. Die Identifikationsschaltung im Decoder IC besteht aus drei Baugruppen:

a) Phasendiskriminator zum Vergleich der Burstphasen von PAL- und NTSC-Signalen mit dem Referenzsignal.
b) Frequenzdiskriminator zur Ableitung des H/2-Signals bei SECAM-Übertragungen.
c) H/2-Demodulator für PAL- und SECAM-Signale mit Logik-Schaltung für die eigentliche Identifizierung.

Dem Phasendiskriminator für PAL- und NTSC-Signale wird zusammen mit dem Farbsignal das geregelte Burstsignal zugeführt. Zum Phasenvergleich benutzt der Phasendetektor die Farbdifferenzsignale als Referenz. Der Phasendiskriminator liefert die zur Identifikation erforderlichen demodulierten Burstsignale.

Die Gewinnung des H/2-Signals aus dem frequenzmodulierten SECAM-Signal erfolgt mit einem als Quadratur-Demodulator arbeitenden Frequenzdiskriminator, der aus einem internen Phasendiskriminator und einem externen, am Pin 22 des IC 01 angeschlossenen Phasenschieberkreis, dem sogenannten SECAM-Identifikations-Referenzkreis besteht. Zur Bildung des arithmetischen Mittelwertes werden die Ausgangssignale des PAL-SECAM-Diskriminators nach der H/2-Demodulation im extern an Pin 21 angeordneten Kondensator CC 13 integriert. Die hier entstehende Spannung stellt das eigentliche Identifikationssignal dar, aus welchem in einer nachfolgenden Komparator- und Logikschaltung die Steuersignale für Pin 25 bis 28 abgeleitet werden.

8. Modulo Video-Croma

In contrapposizione ai precedenti apparecchi l'elaborazione dei segnali Video e Croma per questo concetto avviene su un unico modulo: il modulo Video-Croma.

8.1 Elaborazione del segnale Croma

Tutti gli stadi attivi del decodificatore Croma multistandard sono incorporati in un unico circuito integrato (IC01). Segnali con differenti norme, come PAL oppure SECAM vengono riconosciuti ed automaticamente decodificati. Con pochi componenti esterni, si ha una maggiore sicurezza di funzionamento.

Dal TV49 il segnale FBAS a bassa resistenza ohmica, arriva al filtro Croma. Dato che per ogni standard è necessario uno speciale commutatore di direzione, l'IC01, dopo il riconoscimento della norma, con livello H al Pin 28 apre la via alla norma PAL.

Il filtro Croma, composto da CC24, LC28, CC28, RC23 e CC25 è per la caratteristica, un filtro passa banda a 4,43 MHz. TC34 disaccoppia il segnale Croma, attraverso CC34, viene condotto al Pin 15 del IC01. Il percorso del segnale SECAM viene attivato tramite livello "H" al Pin 27. Nel percorso del segnale SECAM, il caratteristico filtro a campana LC23, TC29, serve come traslatore di impedenza commutabile. Il segnale croma al Pin 15 del IC01 percorre innanzitutto un amplificatore regolato. Questo è necessario, per avere un segnale di differenza colore sempre in un ben determinato rapporto in confronto al segnale Y nel caso di variazioni dell'intensità del segnale ricevuto per cause di deriva del Tuner o della curva FI.

Come valore effettivo, per la regolazione, nel segnale PAL viene usata l'ampiezza del Burst, mentre nel segnale con modulazione di frequenza SECAM viene usato il segnale interamente.

CC11 al Pin 16 serve come cellula di filtro della tensione di regolazione. Per la stabilizzazione del punto di lavoro dello stadio di regolazione del segnale Croma, è prevista una controreazione in tensione continua.

CC09 separa il segnale di controreazione dalla componente alternata.

Il segnale Croma regolato, arriva insieme alla componente del Burst, alla identificazione dello standard. Per l'identificazione vengono usati i segnali presenti dopo il banco posteriore del segnale Video.

Qui si differenziano le caratteristiche dei segnali per i rispettivi standard.

I circuiti di identificazione nel IC Decoder sono composti da tre gruppi di componenti:

a. discriminatore di fase, per il confronto della fase del Burst, del segnale PAL e NTSC con il segnale di riferimento;
b. discriminatore di frequenza per la suddivisione del segnale H/2 nelle trasmissioni SECAM;
c. demodulatore H/2 per segnali PAL e SECAM con circuiti logici per la loro identificazione.

Nel discriminatore per segnali PAL e NTSC, insieme al segnale Croma viene portato anche il segnale regolato del Burst.

Per la comparazione di fase, il rivelatore di fase usa i segnali differenza colore come riferimento.

Il discriminatore di fase fornisce i segnali demodulati del Burst, che sono necessari per l'identificazione.

Il segnale H/2 viene ricavato dal segnale modulato in frequenza SECAM, e con una demodulazione in quadratura del discriminatore di frequenza. Esso è composto da un discriminatore di fase interno, ed uno esterno collegato al Pin 22 del circuito compensazione della fase nell'IC01, che forma il cosiddetto circuito di identificazione SECAM.

Per la formazione del valore aritmetico medio i segnali d'uscita del discriminatore PAL-SECAM, dopo la demolazione H/2, vengono condotti al Pin 21 ed integrati nel condensatore CC13, collegato esternamente. La tensione formatasi è praticamente il segnale di identificazione, il quale in un successivo comparatore ed in un circuito logico, deviano i segnali di pilotaggio per i Pin 25 fino 28.

The 13-V potential is supplied from the collector of TI 62 to the muting input of the audio module, and as STOP signal for the automatic station search at pin 28 of the control-panel processor, IR 01.

8. Video-chroma module

In contrast to the previous series of television sets, the video and colour signal processing are performed on a common printed circuit board, the video-chroma module, in the present chassis design.

8.1 Chroma signal processing

In the present design, all active stages of the multistandard colour decoder are accommodated in a single integrated circuit, IC 01. Signals corresponding to different standards, such as PAL or SECAM, are recognised and appropriately decoded without manual switching. A minimum of external switching ensures high operating reliability.

From TV 49, the FBAS signal is supplied at low resistance to the chroma filters. Since a special cross-over network is necessary for each standard, IC 01 activates the PAL signal path with high level at pin 28 after recognition of the standard. The chroma filter, consisting of CC 24, LC 28, CC 28, RC 23, and CC 25, provides the required 4.43-MHz band-pass characteristic. TC 34 decouples the chroma signal through CC 34 to pin 15 of IC 01. The SECAM signal path is activated with high level at pin 27. The bell filter, CC 23/LC 23, characteristic for SECAM, is situated in the signal path. TC 29 operates as switchable emitter follower.

The colour signal supplied capacitively to pin 15 of IC 01 first passes through a controlled amplifier stage. This measure is necessary for always maintaining the colour difference signals in a specified relationship to the Y-signal for differing intermediate-frequency transmission curves or mistuning of the receiver. As actual value for control, the burst amplitude is employed for the PAL signal, and the entire signal is employed for the frequency-modulated SECAM signal. CC 11 at pin 16 serves as filter for the control voltage. Direct-voltage negative feedback has been provided for stabilizing the operating point of the chromaticity signal control stage. CC 09 separates the negative feedback signal from alternating voltage components.

With the burst component, the controlled colour signal is made available for standard identification. For this purpose, the signals are analysed at the back porch, since the individual signals are characterized and mutually distinguished here. The identifying circuit in the decoder IC comprises three subassemblies:

a. phase discriminator for comparing the burst phases of PAL and NTSC signals with the reference signal;
b. frequency discriminator for deriving the H/2 signal during SECAM broadcasts;
c. H/2 demodulator for PAL and SECAM signals, with logic circuit for the identification itself.

The controlled burst signal is fed to the phase discriminator for PAL and NTSC signals, together with the colour signal. For phase comparison, the phase detector employs the colour difference signals as reference. The phase discriminator supplies the demodulated burst signals required for identification.

The derivation of the H/2 signal from the frequency-modulated SECAM signal proceeds by means of a frequency discriminator which operates as a quadrature demodulator and consists of an internal phase discriminator as well as an external phase-shift network, the so-called SECAM identification reference circuit, connected to pin 22 of IC 01. For forming the arithmetical average, the output signals from the PAL-SECAM discriminator are integrated in the external capacitor, CC 13, connected to pin 21 after the H/2 demodulation. The voltage arising here constitutes the actual identifying signal from which the control signals for pins 25 to 28 are derived in a subsequent comparator and logic circuit.

Die interne Standard-Identifizierungsschaltung prüft, ob das dem Decoder zugeführte Farbsignal nach dem gerade eingeschalteten Standard decodiert wird. Liegt ein anderer Standard vor, so erfolgt innerhalb von 80 ms die nächste Standardabfrage. Bei S/W-Signal läuft der Suchvorgang fortwährend zyklisch durch. Da die Farbsynchrondemodulatoren für diese Zeit gesperrt sind, bleibt der Bildschirm ohne Farbe. Stimmt der abgefragte Standard mit dem Standard des anliegenden Farbsignals überein, so werden nach kurzer Farbeinschaltverzögerung die Farbdifferenzsignale zu den Ausgängen Pin 1 und 3 durchgeschaltet. Zuvor jedoch wurde die zum gefundenen Standard gehörende und an einem der Anschlüsse 25 bis 28 vorliegende Schaltspannung, welche beim Suchvorgang ca. 2,5 V beträgt, auf ca. 6 V erhöht. Alle anderen Schaltspannungen bleiben auf einem Pegel <0,5 V. Von hier aus werden sowohl die Farbsignaleingangsfilter, als auch bei NTSC die Quarze des Referenzoszillators und die Farbträgerfallen eingeschaltet.

Bei SECAM-Signalen muß zwischen einer H-Identifikation, bei der die f_0-Signale auf der hinteren Schwarzschulter ausgewertet werden, und einer V-Identifikation, bei der spezielle, in der V-Austastlücke übermittelte Identifikationssignale zur Auswertung kommen, unterschieden werden. Das ursprüngliche Verfahren war die V-Identifikation. Sie ist wegen der längeren V-Identifikationssignale und des größeren Frequenzhubes (f_{IB} 3,9 MHz, f_{IR} 4,756 MHz) sicherer als die H-Identifikation. Bei ihr steht nur das normale f_0-Signal am Ende der hinteren Schwarzschulter des Zeilenimpulses für die Auswertung zur Verfügung. Da jedoch vielfach in der Vertikallücke der Platz für andere Informationen freigehalten werden muß, findet die H-Identifikation bevorzugt Anwendung. Neben einer IC-internen automatischen H- bzw. V-Identifikationsumschaltung (Pin 23 offen) kann die Identifikation auch zwangsweise erfolgen. Ist Pin 23 an Masse geschaltet, so liegt H-Identifikation vor. Wird Pin 23 an U_B gelegt, so ist V-Identifikation gewählt.

8.2 PLL-Schaltung zur Erzeugung der Referenzsignale

Zur Demodulation der quadraturmodulierten PAL- und NTSC-Farbsignale werden die Referenzsignale Ref. (R-Y) und Ref. (B-Y) benötigt. Sie werden aus dem Burst abgeleitet. Dazu findet eine PLL-Schaltung, bestehend aus VCO, 2:1-Teiler und Phasendiskriminator Anwendung. Die vorliegende Schaltungsversion, bei der der Oszillator auf doppelter Farbträgerfrequenz schwingt, hat den Vorteil, daß am Ausgang der Teilerschaltung ohne einen externen Phasenschieber und ohne Abgleich beide Referenzsignale mit einer Phasendifferenz von exakt 90° zur Verfügung stehen.

Im Phasendiskriminator der PLL-Schaltung wird bei PAL- und NTSC-Decodierung das (R-Y)-Referenzsignal mit dem Burst verglichen. Das Burstsignal gelangt zusammen mit dem Farbsignal vom Ausgang der Farbsignalregelstufe bei PAL-Decodierung direkt und bei NTSC-Decodierung über eine Farbton-Einstellstufe an den Phasendiskriminator. Die Tint-Korrektur erfolgt mittels DC-Steuerung (2 V bis 4 V) an Pin 17. Der Phasendiskriminator wird während des Burstsignals durch Tastimpulse aktiviert und liefert in Abhängigkeit der Phasendifferenz zwischen Burst und Referenzsignal eine Nachstimmspannung an den VCO. Diese wird extern an Pin 18 durch ein Tiefpaßglied gesiebt. An Pin 19 liegt der 8,86-MHz-Quarz des Referenzoszillators. Zum Referenzoszillator-Frequenzabgleich, der durch Einstellen des in Serie zum Quarz liegenden CC 12 bei gleichzeitiger Bildschirmbeobachtung auf durchlaufende Farben durchgeführt wird, ist es erforderlich, Pin 17 an Masse zu legen. Hiermit läßt sich die Synchronisation der PLL-Schaltung durch den Burst abschalten. Wird an Pin 17 U_B 12 V gelegt, so ist die Farbe zwangseingeschaltet.

L'identificazione interna dello standard controlla, se il segnale colore condotto al decoder, corrisponde al segnale dello standard inserito. Se è presente un altro standard, avviene un successivo controllo entro 80 ms.

Con segnali in B/N la ricerca dello standard avviene a ciclo continuo. Siccome i demodulatori sincroni del colore per questo periodo di tempo sono bloccati, lo schermo rimane in B/N.

Se lo standard esplorato corrisponde con lo standard del segnale in arrivo, con un breve ritardo nella commutazione dei segnali differenza colore, questi raggiungono le uscite Pin 1 e 3.

La tensione di commutazione relativa allo standard ricevuto, è presente ad uno dei Pin 25 fino 28, il valore che durante la ricerca aveva 2,5 V è stato aumentato a ca. 6 V. Tutte le altre tensioni di commutazione rimangono su un livello < a 0,5 V. Da questo momento vengono inseriti sia i filtri per i segnali colori, come pure in NTSC l'oscillatore di riferimento a quarzo e la trappola per la portante colore.

Nei segnali SECAM, tra una identificazione H nella quale vengono elaborati i segnali "f_0" presenti nel banco posteriore dell'impulso di sincronismo, ed una identificazione V dove nel vuoto di cancellamento sono collocati i segnali di identificazione, ci sono delle differenze nella elaborazione dei segnali.

Il procedimento originario era l'identificazione V. Essa è più sicura che non la identificazione H per la maggiore durata dei segnali verticali di identificazione e per la deviazione di frequenza più grande (F_{IB} 3,9 MHz, F_{IR} 4,756 MHz).

Nella identificazione H il segnale normale "f_0" per l'elaborazione è collocato alla fine del banco posteriore dell'impulso orizzontale.

Siccome il vuoto di cancellamento V, è riservato per altre informazioni, è stata preferita l'identificazione H.

Vicino a circuiti di identificazione automatica H rispett. V, interno nel IC (Pin 23 aperto) si può eseguire una identificazione in modo forzato. Se il Pin 23 è collegato a massa, si ha l'identificazione H.

Se Pin 23 è collegato a U_B, si ha l'identificazione V.

8.2 Circuito PLL per la formazione del segnale di riferimento

Per la demodulazione in quadratura dei segnali Croma PAL e NTSC, sono necessari i segnali di riferimento (R-Y) e (B-Y). Essi vengono deviati dal Burst. Perciò è necessario un circuito PLL composto da un VCO, da un divisore 2:1 ed un discriminatore di fase.

Nella versione del presente circuito, dove l'oscillatore ha una frequenza doppia della portante colore, si ha il vantaggio, che all'uscita del circuito divisore (senza un circuito di compensazione di fase esterno e senza la necessità di tarature), si hanno a disposizione i due segnali di riferimento con una differenza di fase esatta di 90°.

Nel discriminatore di fase del circuito PLL, durante la decodificazione PAL e NTSC viene confrontato con il Burst il segnale di riferimento R-Y.

Il segnale Burst arriva al discriminatore di fase insieme al segnale Croma, proveniente dall'uscita dello stadio del segnale colore regolato, con PAL direttamente; mentre con la decodificazione NTSC, attraverso uno stadio di regolazione della tinta.

La regolazione della tinta arriva tramite un pilotaggio DC (2 fino a 4 V) al Pin 17. Il discriminatore di fase viene attivato durante il segnale Burst. Tramite impulsi di controllo fornisce in dipendenza della differenza di fase tra Burst e segnale di riferimento, una tensione di regolazione per il VCO. Questa tensione al Pin 18, viene livellata esternamente tramite un filtro passa basso.

Al Pin 19 è collegato esternamente il quarzo da 8,86 MHz dell'oscillatore di riferimento.

Nella taratura della frequenza dell'oscillatore di riferimento, tramite CC12 che è in serie al quarzo, per poter osservare sullo schermo la rotazione delle barre colorate, è necessario mettere a massa il Pin 17. Con ciò la sincronizzazione del circuito PLL viene disinserita tramite il Burst. Se al Pin 17 vengono collegati 12 V, il colore viene inserito forzatamente.

The internal standard-identifying circuit checks whether the colour signal being fed to the decoder is decoded in conformance with the standard which is switched on. If a different standard prevails, the next standard interrogation is effected within 80 ms. For a black-and-white signal, the search operation proceeds continuously in a cyclical manner. Since the colour-synchronised demodulators are blocked during this period, no colour is displayed on the picture screen. If the interrogated standard concurs with that of the incoming colour signal, the colour difference signals are switched through to the outputs, pins 1 and 3, after a brief colour switching delay. First, however, the switching voltage corresponding to the standard detected and prevailing at one of the terminals, 25 to 28, is increased to about 6 V; during the searching process, it is equal to about 2.5 V. All other switching voltages remain at a level below 0.5 V. From this point, the colour signal input filters and, for NTSC, the crystals of the reference oscillator as well as the colour subcarrier traps are switched on.

For SECAM signals, a distinction must be made between an H-identification, in which the f_0-signals are evaluated at the back porch, and a V-identification, in which special, identifying signals are transmitted in the field blanking interval, are employed for evaluation. The original process was the V-identification. It is more reliable than the H-identification because of the longer V-identifying signals and the larger frequency deviation (F_{IB} = 3.9 MHz; f_{IR} = 4.756 MHz). For the H-identification, only the normal f_0- signal at the end of the back porch of the scanning pulse is available for evaluation. Since, however, space in the field blanking interval must often be reserved for other information (e.g. TELETEXT), the H-identification is employed preferentially. Besides the IC-internal, automatic H- or V-identification switch-over (pin 23 open), the identification can also proceed forcibly. If pin 23 is connected to chassis earth, H-identification occurs; if pin 23 is connected to U_B, V-identification is selected.

8.2 PLL circuit for generation of the reference signals

For demodulating the quadrature-modulated PAL and NTSC colour signals, the reference signals, Ref. (R-Y) and Ref. (B-Y), are required, and are derived from the burst. A PLL circuit, consisting of a VCO, 2:1-divider, and phase discriminator, is employed for the purpose. In the present version, the oscillator operates at twice the frequency of the colour subcarrier. It offers the advantage that both reference signals are available with a phase difference of exactly 90° at the output of the divider circuit, without an external phase shifter and without balancing.

In the phase discriminator of the PLL circuit, the (R-Y) reference signal is compared with the burst for PAL and NTSC decoding. The burst signal and the colour signal are supplied together from the output of the colour signal control stage directly to the phase discriminator in the case of PAL decoding, and through the intermediary of a hue-adjustment stage in the case of NTSC decoding. The tint correction is accomplished by means of DC control (2 to 4 V) at pin 17. During the burst signal, the phase discriminator is activated by scanning pulses and provides a fine-tuning voltage to the VCO as a function of the phase difference between the burst and reference signals. This voltage is filtered externally by means of a low-pass component at pin 18. The 8.86-MHz crystal of the reference oscillator is connected to pin 19.

For frequency alignment of the reference oscillator, pin 17 must be connected to the chassis earth. The alignment is effected by adjusting of CC 12, which is connected in series with the crystal, with simultaneous observation of the continuous colour sweep on the picture screen. The synchronisation of the PLL circuit can thereby be switched off by the burst. If 12 V is impressed on pin 17, U_B, the colour is forcibly switched on.

8.3 Farbsignaldemodulator

Bei PAL-Decodierung wird zunächst aus dem von der Regelstufe kommenden Farbsignal das Burstsignal ausgetastet, damit hierdurch keine Störungen entstehen.

Die Aufspaltung des Farbsignales in die beiden trägerfrequenten Komponenten F_{R-Y} und F_{B-Y} erfolgt in einem Laufzeitdecoder, bestehend aus der Verzögerungsleitung VC 17 und einer Matrixschaltung.

Das vom Burst befreite Farbsignal wird in einer IC-internen Verstärker- und Treiberstufe um 18 dB verstärkt, bevor es über Pin 12 die eingangs- und ausgangsseitig abgeschlossene Verzögerungsleitung ansteuert. Der Phasenabgleich erfolgt mit LC 17. Diese Induktivität dient zur Kompensation der Leitungs-Eingangs- und Ausgangskapazität. Am Ausgang der Verzögerungsleitung liegt das Potentiometer PC 18. Mit ihm erfolgt der Amplitudenabgleich des Laufzeitdecoders.

Das verzögerte Signal wird vom Schleifer des PC 18 abgenommen und gelangt über Pin 10 an die IC-interne Matrix. In ihr wird zur Gewinnung der beiden trägerfrequenten Komponenten F_{B-Y} und F_{R-Y} das unverzögerte Signal zum verzögerten Signal einmal addiert und einmal subtrahiert.

Im (R-Y)-Demodulator befindet sich vor der eigentlichen Demodulatorstufe noch der PAL-Schalter, mit dem die zeilenfrequent wechselnde Phasenlage der trägerfrequenten Farbsignalkomponente F_{R-Y} rückgängig gemacht wird. Bei den Farbsignal-Demodulatoren handelt es sich um übliche Synchrondemodulatoren. Die daraus gewonnenen Farbdifferenzsignale werden während der Horizontalaustastzeiten ausgetastet, damit saubere Unbuntwerte als Klemmreferenzwerte in den Farbdifferenzkanälen Pin 1 und Pin 3 zur Verfügung stehen.

Bei NTSC-Decodierung erfolgt die Decodierung in gleicher Weise. Allerdings entfällt hier die PAL-Verzögerungsleitung, d. h. es wird nur das direkte (unverzögerte) Signal verarbeitet. Der PAL-Schalter ist außer Betrieb.

Beim Empfang von sequentiellen SECAM-Signalen liegt vor der Demodulation ein Parallel-Kreuzschalter, der sogenannte Permutator, mit dem den beiden Synchrondemodulatorstufen in vertauschter Reihenfolge abwechselnd von Zeile zu Zeile das unverzögerte und das über VC 17 verzögerte Farbsignal zugeführt wird. Dem Permutator nachgeschaltet folgt in jedem Farbkanal eine Begrenzerstufe zur Beseitigung der Amplitudenmodulation der frequenzmodulierten SECAM-Farbsignale. Zur Frequenzdemodulation dieser Signale werden Quadraturdemodulatoren verwendet, die aus jeweils einem externen Phasenschieberkreis an Pin 4 und 5 bzw. Pin 7 und 8 sowie einer Multiplizierstufe bestehen. Die SECAM-Referenzkreise drehen die Phase des zugehörigen Farbsignales bei der jeweiligen Unbuntfrequenz um 90°, so daß die Signalspannung am Demodulatorausgang verschwindet. Bei SECAM-Decodierung sind außerdem zwei Deemphasisglieder CC 08 an Pin 2 und CC 07 an Pin 6 eingeschaltet.

8.4 Videosignalverarbeitung

Das Videosignal aus der ZF wird zwecks Tonträgerunterdrückung über eine 5,5-MHz-Falle mit ca. 2 V_{ss} an Pin 38 des Videoprozessors IV 21 geführt. An Pin 39 und 41 verläßt das Videosignal auf ca. 3 V_{ss} verstärkt den IC. Die IC-internen Videoschalter 1 und 2 können drei verschiedene Eingangsquellen weiterleiten:

1. Interner Videoeingang Pin 38,
2. Externer Videoeingang Pin 36,
3. Externer Synchroneingang Pin 40.

Von Pin 39 führt das Videosignal zum Videotextdecoder bzw. zur Euro-AV-Buchse.

Das an Pin 41 mit ca. 3 V_{ss} stehende Videosignal gelangt über TV 49 und die Y-Verzögerungsleitung (0,4 µs) mit ca. 1 V_{ss} an den Y-Signaleingang Pin 13. In VV 53 integriert befindet sich eine 4,43-MHz-Falle. Um dieses Y-Signal an den Y-Signalpegel von Matrix 1 anzugleichen, erfolgt eine Verstärkung um Faktor 1,4. Über Videoschalter 3 sowie den Kontrast- und Helligkeitsregler gelangt das Y-Signal zur Matrix 2.

8.3 Demodulazione segnale colore

Nella decodificazione PAL, dal segnale colore regolato, viene cancellato il segnale Burst, per evitare che avvengano dei disturbi.

La suddivisione dei segnali colore, nei due componenti F_{R-Y} e F_{B-Y} avviene in un decodificatore a tempo di transito, composto da una linea di ritardo VC11 ed un circuito di matrice.

Il segnale colore senza il Burst, internamente al IC, viene amplificato di 18 dB, prima di attraversare la linea di ritardo collegata al Pin 12.

La regolazione della fase avviene con LC17. Questa induttività serve come compensazione delle capacità di ingresso ed uscita.

All'uscita della linea di ritardo si trova il potenziometro PC18, con il quale si esegue la regolazione dell'ampiezza segnale del decodificatore.

Il segnale ritardato viene prelevato dal cursore del potenziometro PC18 ed attraverso il Pin 10 del IC, collegato alla matrice interna.

Nella matrice, per guadagnare le componenti portanti F_{B-Y} e F_{R-Y}, il segnale non ritardato ed il segnale ritardato, vengono una volta addizionati ed una volta sottratti.

Nel demodulatore (R-Y), prima dello stadio di demodulazione, si trova l'interruttore PAL, nel quale la posizione di fase del segnale colore F_{R-Y} viene commutato di riga in riga.

Per i demodulatori dei segnali colori vengono usati i soliti demodulatori sincroni. I segnali differenze colore ottenuti, vengono ancora cancellati durante il ritorno di riga, per ottenere dei valori limite di agganciamento, senza componente cromatica, nei canali differenza colore disponibili ai Pin 1 e 3.

La decodificazione del segnale NTSC, avviene nello stesso modo. Qui manca la linea di ritardo PAL, per questo motivo viene elaborato solo il segnale diretto (non quello ritardato). L'interruttore PAL è disinserito.

Nella ricezione del segnale sequenziale SECAM, prima della demodulazione si trova un interruttore a croce parallelo, il cosidetto permutatore che fornisce ai demodulatori sincroni, il segnale non ritardato e attraverso VC11 il segnale ritardato sequenzialmente di riga in riga. Al permutatore segue, per ogni canale colore, uno stadio limitatore per eliminare la modulazione in ampiezza del segnale colore a modulazione di frequenza SECAM.

Per la demodulazione in frequenza di questi segnali vengono usati dei demodulatori in quadratura, i quali comprendono un circuito sfasatore esterno ai Pin 4 e 5 rispett. Pin 7 e 8, come pure di uno stadio moltiplicatore.

I circuiti di riferimento SECAM, girano la fase di 90° dei segnali colore. Alle singole frequenze prive di colore, la tensione del segnale all'uscita del demodulatore sparisce. Nella decodificazione SECAM, sono pure inserite due cellule per la deemfasi CC08 al Pin 2 e CC07 al Pin 6.

8.4 Elaborazione segnali Video

Il segnale Video della FI, dopo aver percorso un circuito trappola a 5,5 MHz, per ottenere una migliore soppressione della portante audio, viene portato con un'ampiezza di 2 V_{pp} al Pin 38 del videoprocessore, IV21. Ai Pin 39 e 41 esce il segnale video amplificato. Lascia l'IC con ca. 3 V_{pp}.

Gli interruttori video 1 e 2 incorporati nel IC possono selezionare 3 differenti segnali d'ingresso:

1. ingresso video interno Pin 38
2. ingresso video esterno Pin 36
3. ingresso sincronismo esterno Pin 40.

Dal Pin 39 il segnale Video va al decodificatore televideo rispettivamente alla presa peritelevisione.

Il segnale Video con ca. 3 V_{pp} presente al Pin 41 arriva all'ingresso del segnale Y Pin 13, attraverso TV49 e la linea di ritardo Y (0,4 µs) con ca. 1 V_{pp}. Nel VV53 si trova integrata una trappola a 4,43 MHz. Per adattare questo segnale Y al livello del segnale Y della matrice 1, avviene un'amplificazione con il fattore 1,4. Il segnale Y arriva attraverso l'interruttore video 3, il regolatore del contrasto ed il regolatore della luminosità alla matrice 2.

8.3 Colour signal demodulator

For PAL decoding, the burst signal is first blanked from the colour signal arriving from the control stage, in order to prevent the occurrence of interference from this source.

The splitting of the colour signal into the two components, F_{R-Y} and F_{B-Y}, at the subcarrier frequency is effected in a transit-time decoder, which consists of the delay line, VC 11, and a matrix circuit.

The colour signal, which has been separated from the burst, is amplified by 18 dB in an IC-internal amplifying and driving stage before driving the delay line, which is terminated at the input and output sides. The phasing alignment is effected with LC 17. This inductance has the function of compensating for the input and output capacitance of the delay line. The potentiometer, PC 18, is connected to the output of the delay line and is employed for performing the amplitude balancing of the transit-time decoder.

The delayed signal is drawn from the slider of PC 18 and fed through pin 10 to the IC-internal matrix. Here, the nondelayed signal is added to and subtracted from the delayed signal for deriving the two components, F_{B-Y} and F_{R-Y}, at the carrier frequency.

In the (R-Y) demodulator, the PAL switch is connected upstream from the demodulator stage itself. This switch serves to cancel the phase position of the carrier-frequency colour signal component, F_{R-Y}, which alternates at the horizontal scanning frequency. The colour signal demodulators are synchronous demodulators of the usual kind. The colour difference signals thus derived are blanked during the horizontal blanking intervals, in order to ensure the availability of pure achromatic values as clamping reference values in the colour difference channels, pins 1 and 3.

The NTSC decoding is effected in the same manner. However, the PAL delay line is not present in this case; that is, only the direct (nondelayed) signal is processed. The PAL switch is thereby inoperative.

For the reception of sequential SECAM signals, a parallel intermediate switch, the so-called permutator, is included upstream from the demodulator. Thus, the nondelayed colour signal and that delayed by means of VC 11 are alternately fed to the two synchronous demodulator stages in reversed sequence from line to line. A limiting stage is connected downstream from the permutator in each colour channel for eliminating the amplitude modulation of the frequency-modulated SECAM colour signals. Quadrature demodulators are employed for frequency demodulation of these signals. Each consists of an external phase-shifting circuit at pins 4 and 5, or pins 7 and 8, respectively, as well as a multiplying stage. The SECAM reference circuits rotate the phase of the corresponding colour signal at the respective achromatic frequency by 90°; hence, the signal voltage vanishes at the demodulator output. Moreover, two deemphasis components, CC 08 at pin 2 and CC 07 at pin 6, are included for SECAM decoding.

8.4 Video signal processing

For the purpose of sound carrier suppression, the video signal from the intermediate-frequency section is fed through a 5.5-MHz trap to pin 38 of the video processor IV 21 at about 2 V, peak-to-peak. The video signal is amplified to about 3 V peak-to-peak by the IC and is available at the output, pins 39 and 41. The IC-internal video switches, 1 and 2, are capable of transmitting signals from three different input sources:

1. internal video input, pin 38,
2. external video input, pin 36, and
3. external synchronous input, pin 40.

The video signal from pin 39 leads to the teletext decoder or to the Scart jack.

The peak-to-peak video signal at about 3 V present at pin 41 is fed through TV 49 and the Y delay line (0.4 µs) to the Y-signal input, pin 13, at about 1 V, peak-to-peak. A 4.43-MHz trap has been integrated into VV 53. For matching this Y-signal to the Y-signal to the level of matrix 1, it is amplified by a factor of 1.4.

IC 01 liefert an Pin 11 und 12 die Farbdifferenzsignale. Sie werden geklemmt und in der Amplitude geregelt ebenfalls der Matrix 2 zugeführt.

An ihrem Ausgang liegen die RGB-Signale.

Über die IC-Eingänge 3 bis 8 können zwei voneinander unabhängige RGB-Signale in den Signalweg eingekoppelt werden:

1. Videotextsignale des eingebauten Videotextdecoders
2. Externe RGB-Signale von der Europa-Normbuchse.

Damit auch diese RGB-Signale in der Farbsättigung einstellbar sind, werden sie von der Matrix 1 in Farbdifferenzsignale umgewandelt und ebenfalls amplitudengeregelt der Matrix 2 zugeführt.

Von der Fernbedienung steuert über den Bedienteil-Mikrocomputer ein 9-Bit-Datenwort an Pin 15 des Videoprozessors die Videoschalter 6, 8, 9 und 10. Sie bestimmen, welches RGB-Eingangssignal weiterverarbeitet wird.

Die entsprechende RGB-Quelle muß eine Auftastspannung in Form eines High-Pegels mitliefern, an Pin 10 für Videotext, an Pin 9 bei ext. RGB. Dieser High-Pegel schließt die Schalter 3 bis 5 und öffnet den Weg für Signale aus der Matrix 1.

Wird z. B. die VT-Taste auf der Fernbedienung betätigt, so legen sich die Schalter 7 bis 10 in ihre dargestellte Position. Schalter 6 schließt nach oben.

Ist im Gerät kein VT-Decoder eingesetzt, so fehlt an Pin 10 der High-Pegel, und die Schalter 3 bis 5 verbleiben in der gezeichneten Position. Verfügt das Gerät über einen VT-Decoder, so liefert dieser einen High-Pegel an Pin 10. Die Schalter 3 bis 5 verändern ihre Position und führen das Videotextsignal über die Einstellstufen zur Matrix 2.

Dem RGB-Signal der Europa-Normbuchse muß neben dem Auftast-„H"-Pegel an Pin 9, das Horizontal- und Vertikal-Synchronsignal an Pin 40 beigefügt sein. Die Synchronimpulse gelangen über die Schalter 2 und 1, Pin 41 sowie TV 49 in die Impulstrennstufe des IL 14.

Über einen Datenbus werden dem Videoprozessor vom Bedienteil-Mikrocomputer folgende Befehle übermittelt:

- Kontrastregelung
- Helligkeitsregelung
- Farbsättigungsregelung
- Video intern/extern
- RGB-Eingänge intern/extern
- Eingangsschalter TV/RGB.

Jeder Steuerbefehl gelangt als 9-Bit-Wort über die DATA-Leitung zum Pin 15.

Zu jedem Datenbit gehört ein Clockimpuls (Pin 14). Die Enable-Leitung (Pin 16) muß vor der ersten positiven Flanke des Clockimpulses Low-Pegel annehmen, bis alle 9 Datenbits mit den Clockimpulsen eingelesen sind.

IC01 fornisce ai Pin 11 e 12 i segnali differenza colore. Essi vengono agganciati, regolati nell'ampiezza e portati alla matrice 2. All'uscita della stessa, sono a disposizione i segnali RGB.

Tramite gli ingressi 3 fino 8 del IC possono venire accoppiati 2 segnali RGB differenti:

1. segnali Video dal demodulatore televideo incorporato
2. segnali RGB esterni, dalla presa peritelevisione.

Affinché questi segnali RGB siano regolabili anche nella saturazione colore, essi vengono trasformati in segnali differenza colore nella matrice 1, regolati nell'ampiezza e portati alla matrice 2.

Tramite l'unità comandi del microcomputer, il telecomando pilota, con una parola dati di 9 Bit al Pin 15 del videoprocessore, gli interruttori video 6, 8, 9 e 10. Essi stabiliscono quale segnale d'ingresso RGB deve essere elaborato.

La rispettiva sorgente RGB deve fornire al Pin 10 per il televideo, al Pin 9 con segnali RGB esterni anche una tensione di sblocco a forma di livello "H". Questo livello "H" chiude gli interruttori dal 3 fino al 5 e apre la via ai segnali della matrice 1.

Se p.es. viene premuto il tasto del televideo sul telecomando, gli interruttori dal 7 fino al 10 si portano nella posizione come dallo schema. L'interruttore 6 si chiude verso l'alto.

Se nell'apparecchio manca il decodificatore per il televideo, manca anche il livello "H" al Pin 10, e gli interruttori dal 3 al 5 rimangono nella posizione disegnata. Se invece l'apparecchio ha il decodificatore televideo, questo fornisce un livello "H" al Pin 10, gli interruttori dal 3 al 5 variano la loro posizione e portano il segnale del televideo alla matrice 2, attraverso i circuiti di regolazione.

Ai segnali RGB della presa peritelevisione, deve essere presente oltre il livello "H" di sblocco al Pin 9, anche l'impulso orizzontale e verticale al Pin 40.

Gli impulsi di sincronismo arrivano attraverso gli interruttori 2 e 1 al Pin 4 e al TV49 nel circuito separazione impulsi del IL14.

Tramite un DATA BUS, vengono forniti al videoprocessore, i seguenti comandi provenienti dall'unità comandi del microcomputer:

- regolazione contrasto
- regolazione luminosità
- regolazione saturazione colore
- segnale Video interno – esterno
- ingresso segnali RGB interno – esterno
- interruttore ingresso TV – RBG

Ogni comando di pilotaggio arriva quale parola di 9 bit al Pin 15 tramite la linea DATA.

Per ogni Bit Data è necessario un impulso di ritmo (Clock) Pin 14. La linea di consenso (ENABLE) Pin 16 deve, prima della fiancata positiva dell'impulso Clock, avere un livello "L", fino a quando tutti i 9 Bit dati sono stati letti, tramite gli impulsi Clock.

The Y-signal reaches matrix 2 through video switch 3 as well as the contrast and brightness controls.

The colour difference signals are provided by IC 01 at pins 11 and 12. They are clamped and likewise fed to matrix 2 at controlled amplitude.

The RGB signals are present at its output.

Two mutually independent RGB signals can be coupled into the signal path by means of the IC inputs, 3 to 8:

1. teletext signals for the built-in teletext decoder, and
2. external RGB signals from the Scart jack.

In order to permit adjustment of the colour saturation for these RGB signals, too, they are converted to colour difference signals by matrix 1 and supplied to matrix 2, likewise at controlled amplitude.

By means of the control-panel microcomputer, a 9-bit data word from the remote control is fed to pin 15 of the video processor and controls the video switches, 6, 8, 9, and 10. These switches determine which RGB input signal is to be processed further.

The corresponding RGB source must provide a gate voltage in the form of a high level, at pin 10 for teletext, and at pin 9 for external RGB. This high level closes the switches 3 to 5 and opens the path for signals from matrix 1. If, for example, the VT key is actuated on the remote control, switches 7 to 10 assume the setting indicated; switch 6 closes upward.

If a teletext decoder has not been installed in the set, the high level is absent from pin 10, and switches 3 to 5 remain at the setting indicated.

If the set is equipped with a teletext decoder, it supplies a high level to pin 10. Switches 3 to 5 change their setting and conduct the teletext signal through the adjusting stages to matrix 2.

Besides the gating high level at pin 9, the horizontal and vertical synchronising signal at pin 40 must be combined with the RGB signal from the Scart jack. The synchronising pulses reach the pulse separation stage of IL 14 through the switches, 2 and 1, pin 4, as well as TV 49.

By means of a data bus, the following commands are transmitted from the control-panel microcomputer to the video processor:

- contrast adjustment,
- brightness adjustment,
- colour saturation adjustment,
- video internal / external,
- RGB inputs, internal / external, and
- input switch, TV / RGB.

Every control command is transmitted as a 9-bit word through the DATA line to pin 15.

A clock pulse (pin 14) is associated with each data bit. The "enable" line (pin 16) must assume low level prior to the first positive flank of the clock pulse, until all nine data bits have been entered with the clock pulses.

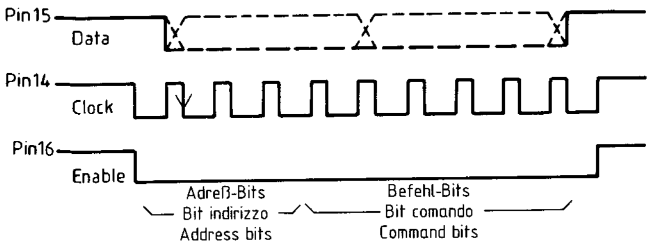


Fig. 11
DATA-Bus für IV 21
DATA bus per IV 21
DATA bus for IV 21

IC-intern sorgt ein Kontrollsystem dafür, daß nur 9-Bit-Worte akzeptiert werden. Drei Bits übertragen die Adresse, sechs Bits den Befehl. Ohne Speicheroszilloscope ist die Auswertung der Signale nicht möglich.

Matrix 2 liefert die RGB-Signale. Sie werden auf definierte Pegel begrenzt und geklemmt, um eine korrekte Austastung während der Zeilen- und Bildrücklaufzeiten zu erreichen. Der obere Pegel begrenzt den Spitzenstrom.

Internamente al IC esiste un sistema di controllo che permetta la sola accettazione di parole composte da 9 Bit. Tre Bit trasportano l'indirizzo e sei Bit i comandi. Senza un oscilloscopio con memoria non è possibile l'elaborazione ed il riconoscimento dei segnali. La matrice 2 fornisce i segnali RGB, che vengono limitati su un livello definito ed agganciati durante i ritorni di riga e quadro, per avere un cancellamento corretto.

An IC-internal control system ensures that only 9-bit words are accepted. Three bits transmit the address, and six bits transmit the command.

An evalution of the signals is not feasible without the use of a storage oscilloscope.

Matrix 2 furnishes the RGB signals, which are limited and clamped at a well-defined level for achieving correct gating during the horizontal and frame retrace times. The upper level limits the peak current.

Da der DC-Arbeitspunkt der RGB-Signale exakt vorliegen muß, ist in jedem Kanal eine Klemmung erforderlich. Die Kondensatoren CV 31, CV 32 und CV 33 halten den DC-Pegel der Klemmstufen bis zum nächsten Tastimpuls. Mit Hilfe des Supersandcastle-Impulses erfolgt im Videoprozessor die Horizontal- und Vertikalrücklaufdunkeltastung.

8.5 Automatische Weiß- und Schwarzwertregelung

Jeder Vertikalimpuls startet im IV 21 einen Zeilenzähler. Dieser steuert mehrere Funktionsstufen, die für eine automatische Weiß- und Schwarzwerthaltung sorgen.
Eine externe Schwarz- und Weißwerteinstellung ist bei diesem Chassiskonzept nicht mehr erforderlich. Die Regelung gleicht die Drift aller Videostufen, einschließlich die der Videoendstufen, aus.
Der Regelkreis arbeitet sequenziell, unsichtbar für den Betrachter, während des Bildwechsels. Über Pin 24, 27 und 30 werden die RGB-Signale zur Bildröhrenplatte geführt.
Für den größten Teil des Aussteuerbereiches der Bildröhre befinden sich die Transistoren TV 51, TV 61 und TV 71 im Sättigungsbereich. In der Nähe des Bildröhrensperrpunktes ist der Bildröhrenkathodenstrom mit ca. 30 µA je System so gering, daß die Transistoren im aktiven Bereich arbeiten. Der automatische Weiß- und Sperrpunktabgleich erfolgt noch vor Beendigung des Vertikal-Rücklaufes, das sind 23 Zeilenimpulse à 64 µs (Fig. 12).

Il livello superiore limita i picchi di corrente. Dato che i punti di lavoro DC del segnale RGB devono essere esatti, è necessario un agganciamento per ogni canale. I condensatori CV31, CV32 e CV33, mantengono il livello DC dello stadio di agganciamento fino al prossimo impulso di controllo. Con l'aiuto dell'impulso "SUPERSANDCASTLE" avviene nel video processore il cancellamento dei ritorni orizzontali e verticali.

8.5 Mantenimento automatico del valore nero e del bianco

Ogni impulso verticale sgancia un contatore di riga interno al IV21. Questo a sua volta pilota più stadi di funzione, che provvedono ad un mantenimento automatico del valore del nero e del bianco. La regolazione automatica compensa anche le variazioni degli stadi video compresi gli stadi video finali. Una regolazione manuale non è più necessaria.
Il circuito di regolazione lavora sequenzialmente, durante il cambio quadro, quindi non è visibile per l'osservatore. Tramite Pin 24, 27 e 30 i segnali RGB vengono inviati alla piastra cinescopio. Per la maggior parte del pilotaggio del cinescopio, i transistor TV51, TV61 e TV71 si trovano nel campo della saturazione.
Nelle vicinanze del punto di interdizione del cinescopio, la corrente di catodo è di ca. 30 µA per sistema. Essa è talmente bassa da far lavorare i transistor nel campo attivo.
La regolazione automatica del bianco e del punto di interdizione avviene prima della fine del ritorno verticale. Questi sono 23 impulsi di riga a 64 µs fig. 12.

Since the DC operating point must be defined exactly for the RGB signals, clamping is necessary in each channel. The capacitors, CV 31, CV 32, and CV 33 maintain the DC level of the clamping stages until the next scanning pulse. The horizontal and vertical fly-back blanking is effected with the aid of supersandcastle pulses in the video processor.

8.5 Automatic white- and black-level alignment

Each vertical pulse on pin 31 (IC-IV 21) starts an IC-internal line counter which controls several functional stages for ensuring automatic white- and black-level alignment.
An external black- and white-level alignment is no longer necessary with the present chassis design. The control system compensates for the drift of all video stages, including the final video stages. The control circuit operates sequentially during the frame alternation; this process is invisible to the viewer.
The RGB signals are supplied to the picture tube circuit board from pins 24, 27, and 30.
For the major portion of the modulation range for the picture tube, the transistors, TV 51, TV 61, and TV 71, are in the saturation range. In the proximity of the picture-tube blocking point, the picture-tube cathode current, amounting to 30 µA per system, is so low that the transistors operate in the active range. The automatic white- and blocking-point alignment is effected even before termination of the vertical retrace; this encompasses 23 line pulses at 64 µs each (figure 12).

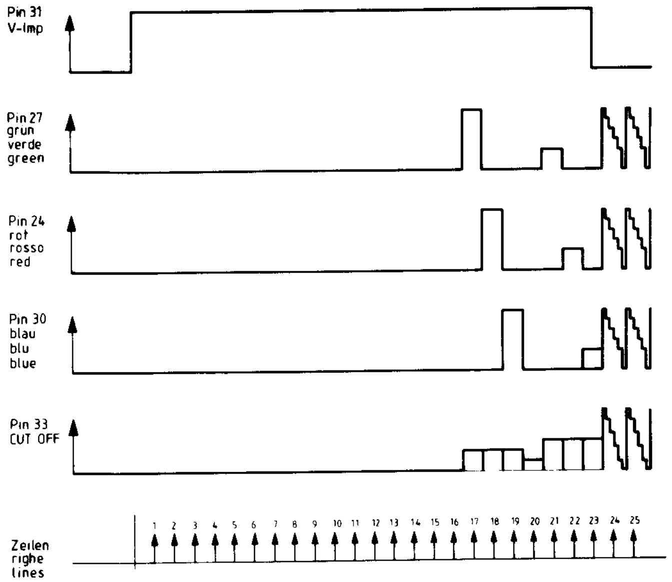


Fig. 12
Cut-off-Steuerung
Pilotaggio circuito interdizione (Cut-off)
Cut-off control

Mit der Vertikalkomponente im Supersandcastleimpuls wird dem Videoprozessor der Beginn des Bildwechsels signalisiert. Ein Zähler zählt 23 Sandcastle-Zeilenimpulse und steuert für diese Zeit den Bildschirm dunkel. Hiervon ausgenommen sind die Zeilen 17, 18 und 19. Da sie für den Betrachter des Bildschirmes nicht sichtbar sind, steuert der Videoprozessor die Bildröhrenkathoden sequenziell, mit einem dem Weißpegel entsprechenden Impuls an.
In der RGB-Endstufe wird der Stromfluß in jedem der drei RGB-Kanäle nacheinander über die PNP-Transistoren TV 51, TV 61 und TV 71 geführt. Die resultierenden Spannungsabfälle an den Kollektoren gelangen über DV 55, DV 65, DV 75 und DV 95 auf die Cut-off-Leitung zum Pin 33 des Videoprozessors und werden in den Kondensatoren CV 38, CV 36 und CV 34 abgelegt. Für die Dauer der Messung ist Pin 32 über einen elektronischen Schalter mit Masse verbunden. Eine Matrix ermittelt aus dem Verhältnis der RGB-Strahlströme die optimale Farbtemperatur für den Weißwert.

Con la componente verticale dell'impulso SC viene segnalato al videoprocessore l'inizio del cambio quadro. Un contatore conta 23 impulsi di riga SC ed oscura per questo tempo il cinescopio. Ne sono escluse le righe 17, 18 e 19. Dato che esse non sono visibili sullo schermo, il videoprocessore pilota i catodi del cinescopio in modo sequenziale con un impulso del livello del bianco prestabilito.
Nello stadio finale RGB, il flusso di corrente in ognuno dei tre canali RGB, viene portato in modo sequenziale tramite i transistor PNP TV51, TV61 e TV71. Le rispettive cadute di tensione ai collettori, arrivano attraverso i diodi DV55, DV65, DV75 e DV95 al conduttore CUT OFF ed al Pin 33 del videoprocessore, e vengono accumulati nei condensatori CV38, CV36 e CV34. Per la durata delle misurazioni il Pin 3 è collegato a massa tramite un interruttore elettronico. Tramite il rapporto RGB – corrente di raggio, una matrice fornisce la temperatura colore ideale per il valore del bianco.

With the vertical component in the supersandcastle pulse, the beginning of the frame alternation is signalised to the video processor. A counter records 23 sandcastle line pulses and blanks the picture screen during this period. Exceptions are the lines 17, 18, and 19. Since they are not visible to the viewer of the picture screen, the video processor controls the picture-tube cathodes sequentially with a pulse corresponding to the white level.
In the final RGB stage, the current flowing in each of the three RGB channels is conducted in succession through the PNP transistors, TV 51, TV 61, and TV 71. The resulting voltage drops at the collectors are fed through DV 55, DV 65, DV 75, and DV 95 on the cut-off line to pin 33 of the video processor and are stored in the capacitors CV 38, CV 36, and CV 34. For the duration of the measurement, pin 32 is connected to chassis earth through an electronic switch. From the ratio of the RGB beam currents, a matrix element determines the optimal colour temperature for the white level.

Während der Zeilen 20, 21, 22 und 23 werden Quasi-Schwarzwertimpulse in die Videoendstufe eingetastet. Der daraus resultierende Bildröhrenkathodenstrom ist mit ca. 30 µA in den Zeilen 21, 22 und 23 sehr gering. Über PV 50, RV 65 und PV 70 gelangen die drei Spannungsabfälle auf die Cut-off-Leitung. Damit an Pin 33 meßbare Spannungsabfälle zur Verfügung stehen, wird Pin 32 für die Zeit der Quasi-Schwarzwertmessung von Masse abgeschaltet.

Für Zeile 20 werden alle drei Bildröhrensysteme dunkel getastet. Der Leckstrom der Endstufe wird als Spannungsabfall in CV 43 gespeichert.

Während der 21., 22. und 23. Zeile vergleichen drei Komparatoren im Videoprozessor den jeweiligen RGB-Spannungsabfall an Pin 33 mit der Ladung von CV 43. Die Differenzspannungen werden in den Kondensatoren CV 35, CV 37 und CV 39 abgelegt. Entsprechend der Höhe dieser Spannungen stellt der Videoprozessor, individuell an die Bildröhre angepaßt, den Grauwert ein.

Die Amplitude der RGB-Ausgangssignale bestimmt den Weißwert, dessen unterlegte DC-Spannung den Grauwert.

8.6 Strahlstrombegrenzung

An Pin 35 des IV 21 ist der zur Strahlstrombegrenzung benötigte Integrationskondensator angeschlossen, während an Pin 37 der Begrenzungssollwert zugeführt wird.

Über die kleine Zeitkonstante RV 42, CV 42 wird der normalerweise gesperrte Transistor TV 41 bei zu hohem Strahlstrom vom Spannungssprung auf der Cut-off-Leitung leitend gesteuert. CV 44 lädt sich nun schnell aus der 12 V-Betriebsspannung auf und bewirkt eine Strahlstrombegrenzung.

TV 50 dient zur Leuchtfleckunterdrückung. Im Ausschaltmoment bauen sich die IC-Ausgangsspannungen sehr schnell ab. Der Bildschirm würde hell aufblitzen. Dies verhindert CV 50, der im Ausschaltmoment TV 50 leitend steuert. Der High-Pegel gelangt an die Basis von TV 81 und sperrt diesen einige Millisekunden. Nach dieser Zeit hat sich die Hochspannung so weit abgebaut, daß nunmehr kein Leuchtfleck mehr entstehen kann.

9. RGB-Endstufen

Die vom IC IV 21 gelieferten positiven RGB-Ausgangssignale müssen zur Ansteuerung der Bildröhre in den RGB-Endstufen verstärkt und invertiert werden. Da alle drei Videoendstufen identisch aufgebaut sind, soll für die Betrachtung die Blau-Endstufe erläutert werden.

Bei Mitteneinstellung von Kontrast und Helligkeit beträgt die Ausgangsspannung der RGB-Signale aus dem IC IV 21 ca. 2,5 V_{SS}. Die Bildröhre benötigt für diesen Betriebszustand eine Kathodenansteuerspannung von ca. 60 V_{SS}.

Um eine gute Konstanz des Verstärkungsfaktors und des Arbeitspunktes zu gewährleisten, ist es notwendig, daß die Verstärkung der Endstufe ohne Gegenkopplung im gesamten Videofrequenzbereich genügend groß ist. Aus diesem Grunde wurde die vorliegende AB-Endstufe gewählt. Der Transistor TV 72 verstärkt das Videosignal auf ca. 60 V_{SS}. Ansteigende Signalflanken gelangen dabei über TV 70, DV 70 und RV 74 zur Kathode, während abfallende Signalflanken über DV 71, TV 71 und RV 74 die Bildröhre ansteuern. Diese Art der Schaltung ermöglicht ein schnelles Umladen der Bildröhrenkathodenkapazität und verbessert den Frequenzgang im Bereich hoher Frequenzen.

Der Transistor TV 81 ist als Emitterfolger geschaltet. Er dient als gemeinsamer niederohmiger Fußpunkt der RGB-Endstufe. Da CV 81 und CV 50 über TV 50 bei Abschalten des Gerätes noch kurzfristig die Basisspannung des TV 81 aufrechterhalten, sperrt TV 81 und verhindert ein Aufblitzen des Bildschirmes.

Die Transistoren TV 51, TV 61 und TV 71 ermitteln die Cut-off-Spannungen für den Videoprozessor. Der Funktionsablauf wurde bereits im Kapitel 8 Video-Chroma-Modul erläutert.

Durante le righe 20, 21, 22 e 23 vengono inseriti nello stadio finale video degli impulsi del valore quasi nero e quindi nelle righe 21, 22 e 23 la corrente catodica del cinescopio e ca. 30 µA, quindi molto piccola. Attraverso PV50, RV65 e PV70, le 3 cadute di tensione arrivano al conduttore CUT OFF, affinché sul Pin 33 siano a disposizione le cadute di tensione misurabili. Per il periodo del tempo di misura del quasi nero, viene disinserito dalla massa il Pin 32. Nella riga 20 tutti e 3 i cannoni del cinescopio vengono interdetti. La corrente superficiale dello stadio finale viene memorizzato nel CV48, come caduta di tensione. Durante le righe 21, 22 e 23, i 3 comparatori nel video processore, confrontano le cadute di tensione RGB al Pin 33 con la carica del CV43. Le differenze di tensione vengono immagazzinate nei condensatori CV35, CV37 e CV39. In base all'altezza di queste tensioni, il videoprocessore varia individualmente al cinescopio il valore del grigio. L'ampiezza del segnale d'uscita RGB stabilisce il valore del bianco, la tensione DC di appoggio il valore del grigio.

8.6 Limitazione della corrente di raggio

Il condensatore di integrazione per la limitazione della corrente di raggio è collegato al Pin 35 dell IV21, mentre al Pin 37 viene collegato il valore nominale di limitazione. Tramite la costante di tempo breve, RV42, CV42, il transistor TV41, che in funzionamento normale è in interdizione, va in conduzione con una corrente di raggio elevata, tramite il salto di tensione sul conduttore del CUT OFF.

CV44 si scarica velocemente tramite la tensione di alimentazione 12 V e provoca una limitazione della corrente di raggio.

TV50 serve per la soppressione del punto luminoso. Al momento dello spegnimento, le tensioni d'uscita degli IC vanno velocemente a zero.

Il cinescopio diventerebbe molto luminoso. Questo lo evita CV50, il quale al momento dello spegnimento mette in conduzione TV50.

Il livello "H" arriva alla base del TV81 e lo mette in interdizione per ca. 2 ms. Dopo questo tempo l'alta tensione si è ridotta e non è più in grado di produrre il punto luminoso.

9. Stadi finali RGB

I segnali d'uscita RGB positivi forniti dal IC IV21 per pilotare i catodi del cinescopio, devono essere ancora amplificati ed invertiti. Siccome tutti gli stadi finali video sono di concezione identica, per l'illustrazione vediamo lo stadio finale BLU.

Con posizione mediana del contrasto e della luminosità, la tensione di uscita del IC IV21 dei segnali RGB ammonta a circa 2,5 V_{pp}. Per questa condizione di lavoro, il cinescopio richiede una tensione di pilotaggio per il catodo di ca. 60 V_{pp}. Per assicurare una buona costanza del fattore di amplificazione senza controreazione, e del punto di lavoro, è necessario che l'amplificazione dello stadio finale sia sufficientemente grande nella complessiva banda di frequenza video. Per questa ragione è stato scelto il presente stadio finale in classe AB. Il transistor TV72 amplifica il segnale video fino a ca. 60 V_{pp}. Fiancate crescenti di segnale arrivano al catodo attraverso TV70, DV70, RV74, mentre fiancate discendenti di segnale, vanno a pilotare il cinescopio attraverso DV71, TV71, RV74. Questo sistema di circuito permette una veloce inversione della carica capacitativa del catodo del cinescopio e migliora la risposta in frequenza nella banda delle frequenze più alte. Il TV81 lavora in circuito emitter. Esso serve come resistenza comune verso massa, agli stadi RGB. All'atto di spegnimento dell'apparecchio, il CV81 con il CV50 attraverso TV50 mantiene per breve tempo la tensione di base del TV81, tenendolo in interdizione ed evita che sullo schermo si veda un lampo.

I transistor TV51, TV61 e TV71 formano la tensione "CUTOFF" per il videoprocessore. La sua funzione è stata spiegata nel capitolo 8 – Modulo Video-Croma.

For the lines 20, 21, 22, and 23, quasiwhite-level pulses are supplied to the final video stage. The picture-tube cathode current resulting therefrom and amounting to about 30 µA for lines 21, 22, and 23, is very low. By way of PV 50, RV 65, and PV 70, the three voltage drops reach the cut-off line. In order to make measurable voltage drops available at pin 33, pin 32 is disconnected from chassis earth for the duration of the quasiblack level measurement.

For line 20, all three picture-tube systems are blanked. The leakage current of the final stage is stored as a voltage drop in CV 43. For lines 21, 22, and 23, three comparators in the video processor compare the respective RGB voltage drop at pin 33 with the charge on CV 43. The difference voltages are stored in the capacitors, CV 35, CV 37, and CV 39. In correspondence with the level of these voltages, the video processor sets the grey level, individually matched to the picture tube. The amplitude of the RGB output signals governs the white level, and its underlying direct voltage is decisive for the grey level.

8.6 Beam-current limiting

The integrating capacitor required for beam-current limiting is connected to pin 35 (IC-IV 21), while the set value for limiting is supplied to pin 37.

By means of the small time constant of RV 42 and CV 42, the transistor, TV 41, which normally blocks, is rendered conductive by the voltage jump on the cut-off line in rapidly from the 12-V operating voltage and causes the beam current to be limited.

TV 50 serves the purpose of luminous-spot suppression. At the moment of switching off, the IC output voltages decay very rapidly. Thus, the picture tube would flash brightly. This is prevented by CV 50, which renders TV 50 conductive at the instant of switching off. The high level reaches the base of TV 81 and causes it to block for a few ms. After this time has elapsed, the high voltage has decayed sufficiently that a luminous spot can no longer arise.

9. Final RGB stages

The positive RGB output signals delivered by the IC (IV 21) must be amplified and inverted in the final RGB stage for driving the picture tube. Since all three final video stages are of identical structure, the final blue stage is considered for explanation.

For the middle setting of contrast and brightness, the output voltage of the RGB signals from the IC (IV 21) amounts to about 2.5 Vpp, For this operating state, the picture tube requires a peak-to-peak cathode driving voltage of about 60 V.

For ensuring good constancy of the amplification factor and of the operating point, a sufficiently high amplification by the final stage over the entire video-frequency range without negative feed-back is necessary. For this reason, the present final AB stage has been selected. The transistor, TV 72, amplifies the video signal to about 60 Vpp. Rising signal flanks are thereby supplied through TV 70, DV 70, and RV 74 to the cathode, whereas falling signal flanks drive the picture tube through DV 71, TV 71, and RV 74. This circuit design permits fast recharging of the picture-tube cathode capacitance and improves the frequency response in the high-frequency range.

The transistor, TV 81, is connected as emitter follower and serves as common low-resistance base point for the final RGB stage. Since CV 81 and CV 50 continue to maintain the base voltage of TV 81 for a brief period through TV 50 when the set is switched off, TV 81 blocks and thus prevents flashing of the picture screen.

The transistors, TV 51, TV 61, and TV 71, determine the cut-off voltages for the video processor. The functional sequence has already been explained in section 8 for the video chroma module.

10. Horizontalablenkstufe

Die Ansteuersignale für die Horizontalendstufe werden im Power-Prozessor IC IL14 aufbereitet. Das Herzstück des IC's ist eine PLL-Schaltung, bestehend aus einem auf 500 kHz schwingenden VCO, dessen Ausgangssignal in einem Teiler 1/32 auf Zeilenfrequenz heruntergeteilt wird. Ein Phasenvergleich vergleicht diese Frequenz mit der Frequenz der Zeilensynchronimpulse aus dem Amplitudensieb. Liegt eine Phasen- bzw. Frequenzabweichung des VCO vor, so zieht eine Regelspannung diesen so lange nach, bis beide Frequenzen phasengenau übereinstimmen.

Extern arbeitet ein 500 kHz-Keramikschwinger zwischen Pin 18 und 19 in Serienresonanz. An Pin 17 liegt der PLL-Phasenschieberkreis. Mit dieser neuen Schaltungstechnik entfällt der Zeilenfrequenzeinsteller.

Das RC-Netzwerk an Pin 22 glättet die um Faktor 32 geteilte Oszillatorfrequenz. Mit einem vom IC gesteuerten Auf- und Entladestrom wird die Regelzeitkonstante eingestellt.

Auf AV-Betrieb ist geschaltet bei:
- Low-Pegel an Pin 23,
- fehlendem Videosignal,
- verrauschtem Signal (um einen großen Fangbereich zu erhalten).

Bei gutem Signal-Rausch-Abstand wird auf große Regelzeitkonstante umgeschaltet.

IC-intern werden die bereits senderseitig synchronisierten Zeilenimpulse an vier Schaltungsstufen weitergereicht:
- Zur Aufbereitung der Horizontalkomponente im Sandcastleimpuls.
- Zur Regelspannungsgewinnung im Phasenvergleich für den Phasenschieber Phi. Ein vom Diodensplit-Trafo abgeleiteter Zeilenimpuls, über Pin 12 des IL14 angeliefert, dient dem Phasenvergleich als Referenz. Damit wird der Zeilenbeginn bzw. die Horizontal-Lage festgelegt.
- Zur Zeilensägezahnaufbereitung.
- Zur Ansteuerung des Impulsformerphasenschiebers Phi, der zusammen mit dem Zeilensägezahn die zeitliche Lage und Impulsbreite des Ausgangssignales an Pin 10 bestimmt.

Während der Einschaltphase bewirkt die Aufladung des CL16 eine langsam sich aufbauende Impulsverbreiterung des zeilenfrequenten Ansteuersignales an Pin 10. Das so modifizierte Signal verhindert eine Überlastung des TL31 während der Anlaufphase.

Im eingeschwungenen Zustand beträgt die Zeilenimpulsbreite 26 µs, unabhängig von der Betriebsspannung und jeglicher Abschaltverzögerung des Ablenktransistors. Der Horizontaltreibertransistor TL29 verstärkt das von Pin 10 kommende zeilenfrequente Signal, um über den Treibertransformator LL32 den erforderlichen Basissättigungsstrom des TL31 zu erzeugen.

Das RC-Glied RL29, CL29 bedämpft die bei Abschaltung von TL29 entstehenden Spannungsspitzen.

Für den Anlaufbetrieb erhält TL29 aus dem Schaltnetzteil über LP04 Anschluß 20 seine Anlaufspannung, die im eingeschwungenen Betriebszustand durch die Spannung U5 aus dem Diodensplit-Trafo abgelöst wird.

Der Transistor TL31 arbeitet als Schalter, dem die Diode DL46 parallel geschaltet ist. Dadurch wird ein Inversbetrieb des Transistors verhindert. Außerdem ist die Diode Bestandteil des O/W- Diodenmodulators.

An folgendem Beispiel soll das Funktionsprinzip der Horizontal-Ablenkschaltung im eingeschwungenen Zustand erläutert werden (Fig. 13).

10. Deflessione orizzontale

I segnali di pilotaggio per la deflessione orizzontale vengono preparati nel IC IL14. Il "cuore" di questo integrato è un circuito PLL, composto da un VCO con frequenza 500 KHz. Con un divisore per 32 il VCO viene portato alla frequenza di riga. Un comparatore di fase confronta questa frequenza con la frequenza dell'impulso di sincronismo del separatore sincronismi. Se esiste una differenza di fase o di frequenza nel VCO, interviene una tensione di regolazione, affinché le due frequenze siano perfettamente in fase.

Tra Pin 18 e 19 lavora esternamente un oscillatore ceramico in circuito di serie. Al Pin 17 è presente il circuito sfasatore PLL.

Con questa nuova tecnica circuitale, non è più necessaria una regolazione della frequenza orizzontale.

La rete RC al Pin 22 livella la frequenza dell'oscillatore, divisa per 32.

Con una corrente di carica e scarica, pilotata dal IC, viene stabilita la costante di tempo della regolazione.

L'apparecchio viene commutato su AV quando:
- sul Pin 23 si ha livello "L"
- in mancanza del segnale video
- segnale video con effetto neve (per ottenere un ampio campo di aggancio)

Con un segnale che ha un buon rapporto segnale-disturbo, la regolazione viene commutata su grande costante di tempo.

Internamente al IC, gli impulsi di sincronismo elaborati vengono distribuiti a 4 stadi:
- per la preparazione della componente orizzontale nell'impulso "Sandcastle";
- per la produzione della tensione di regolazione nel comparatore di fase, per lo sfasatore Phi. Un impulso di riga, deviato dal trasformatore a diodi split e portato tramite il Pin 12 al IC IL14, serve come riferimento al comparatore di fase. Questo stabilisce l'inizio riga e rispettivamente la posizione orizzontale;
- per la preparazione del dente di sega orizzontale;
- per il pilotaggio del formatore impulsi, per lo sfasatore Phi, che in collaborazione con il dente di sega a frequenza di riga, determina la posizione e la larghezza dell'impulso del segnale di uscita al Pin 10.

Durante la fase di accensione, la carica del CL16 provoca al Pin 10 un lento allargamento dell'impulso di pilotaggio a frequenza di riga. Con i segnali modificati si evita durante la fase di avviamento, il sovraccarico del TL31.

In condizione oscillante, la larghezza dell'impulso è di 26 µs, indipendentemente dalla tensione di lavoro e dall'eventuale ritardo nell'interdizione del transistor di deflessione.

Il transistor di pilotaggio orizzontale TL25, amplifica il segnale a frequenza orizzontale, proveniente dal Pin 10, e attraverso il trasformatore di pilotaggio LL32, produce al TL31 la necessaria corrente di base. La rete RC, RL29, CL29 smorza i picchi di tensione del TL25 nel momento di disinserzione.

Per la funzione di avviamento il TL25 riceve dall'alimentatore a regolazione intermittente, attraverso LP04 Pin 20, la tensione di avviamento, che viene sostituita nella condizione funzionante dalla tensione U5, proveniente dal trasformatore a diodi split.

Il transistor TL31 lavora come interruttore, al quale sono collegati in parallelo i diodi DL46 e DL41.

Con questo viene evitato un funzionamento inverso del transistor, inoltre i diodi sono parte integrante del modulatore a diodi Est-Ovest.

Nel seguente esempio, viene spiegato il funzionamento di principio del circuito di deflessione orizzontale nella condizione di funzione oscillante (fig. 13).

10. Horizontal deflection stage

The signals for triggering the horizontal deflection stage are prepared in the power processor IC, IL 14. The core of the IC is a PLL circuit and comprises a VCO which oscillates at 500 kHz and whose output signal is decreased by a factor of 1/32 to the scanning frequency in a divider. A phase comparator compares this frequency with that of the line-synchronising pulses from the amplitude filter. If the VCO exhibits a deviation in phase or frequency, a control voltage readjusts the VCO until both signals concur exactly in frequency and phase.

A 500-kHz ceramic oscillator operates externally in series resonance between pins 18 and 19. The PLL phase-shift circuit is connected to pin 17. This new circuit technology renders a scanning frequency adjustment superfluous.

The RC network at pin 22 smooths the oscillator frequency which has been divided by 32. The control time constant is adjusted by means of a charging and discharging current controlled by the IC.

The unit is switched to AV operation at:
- low level at pin 23,
- absence of a video signal, and
- noisy signal (for the purpose of obtaining a larger capture range).

For a good signal-to-noise ratio, the system switches to a large control time constant.

Within the IC, the scanning pulses already synchronised at the transmitting station are transferred to four switching stages:
- for processing of the horizontal component in the sandcastle pulse;
- for deriving the control voltage in the phase comparator for the phase shifter, phi, whereby a scanning pulse derived from the diode-splitting transformer is supplied to pin 12 of IL 14 as a reference for the phase comparison, thus defining the line beginning or horizontal position;
- for line sawtooth preparation;
- for driving the pulse-shaper phase shifter, phi, which together with the line sawtooth controls the time slot and pulse width of the output signal at pin 10.

During the switch-on phase, the charging of CL 16 results in a slowly progressing pulse broadening of the driving signal at the scanning frequency at pin 10. Thus modified, the signal prevents overloading of TL 31 during the starting phase. For the steady state, the scanning pulse width amounts to 26 µs, regardless of the operating voltage and of any switch-off delay of the deflection transistor. The horizontal driving transistor, TL 25, amplifies the scanning-frequency signal coming from pin 10, in order to generate the required base saturation current at TL 31 by means of the driver transformer, LL 32. The RC network consisting of RL 29 and CL 29 attenuates the voltage peaks which arise when TL 25 is switched off.

For starting operation, TL 25 receives its starting voltage from the switching power supply through LP 04, terminal 20. During steady-state operation, this function is assumed by U 5 from the diode-split transformer.

The transistor, TL 31, operates as a switch, which is connected in parallel with the diodes, DL 46 and DL 41. Inverse operation of the transistor is thus prevented. Moreover, the diodes constitute a part of the E/W diode modulator.

The functional principle of the horizontal deflection circuit in the steady state is explained on the basis of the following example (figure 13).

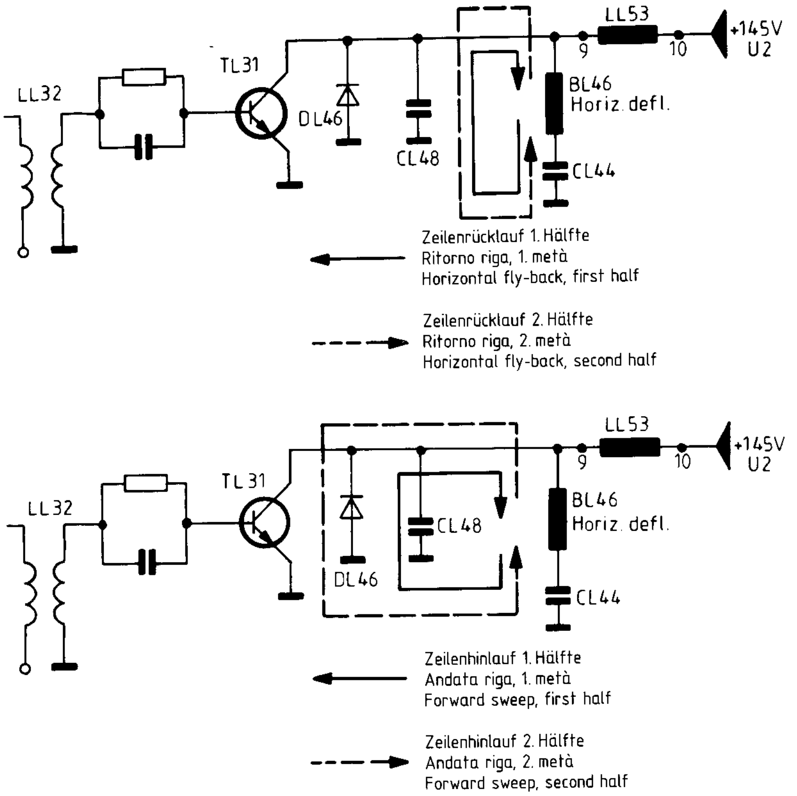


Fig. 13
Prinzipschaltbild H-Ablenkstufe
Schema di principio stadio deflessione orizzontale
Schematic circuit diagramme of horizontal deflection stage

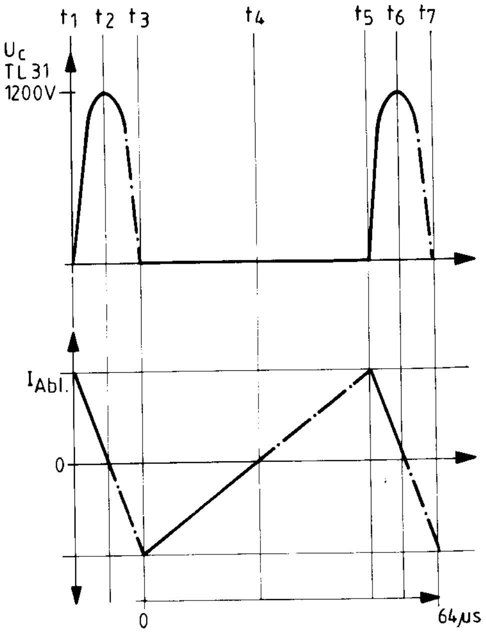


Fig. 14
Strom- und Spannungsverlauf der H-Ablenkung
Percorso corrente e tensione deflessione orizzontale
Current and flyback pulse for the horizontal deflection

Die wichtigsten Bauteile sind wie folgt bezeichnet:
BL 46 = Ablenkspule,
CL 44 = Hinlauf- und Tangenskondensator,
CL 48 = Rücklaufkondensator,
TL 31 = Schalttransistor,
DL 46 = Schaltdiode.

Der wirksame Rücklaufkondensator während der Sperrphase von TL 31 wird durch Reihenschaltung von CL 48 und CL 44 gebildet. Spannungs- und Stromverlauf im Zeitabschnitt einer Zeile sind in Fig. 14 dargestellt.

Es ist folgender Ablauf zu erkennen:
Am Ende der Hinlaufzeit t_1 wird TL 31 durch ein entsprechendes Basisansteuersignal gesperrt. Die gespeicherte Energie in der Ablenkspule und dem Diodensplit-Trafo führt zu einer schnellen Aufladung von CL 48. Am Ende der ersten Rücklaufhälfte zum Zeitpunkt t_2 erreicht die Aufladung den maximalen Wert. Der Strom durchläuft den Nullpunkt und ändert die Richtung während der zweiten Rücklaufhälfte. Jetzt entlädt sich CL 48 und verlagert die Energie wieder in die Ablenkspule (Schwingkreisprinzip).

Am Ende des Rücklaufs t_3 geht die Spannung durch den Nullpunkt und nimmt negative Werte an. Zu dieser Zeit wird DL 46 leitend. Damit ist CL 48 kurzgeschlossen, und die Hinlaufphase beginnt. Die Kreisenergie befindet sich in der Ablenkspule. Während der ersten Hinlaufhälfte fließt demzufolge Strom von der Ablenkspule in den Hinlaufkondensator CL 44 und lädt diesen auf. In Bildmitte t_4 ist dieser Vorgang abgeschlossen. Der Strom geht wieder durch Null, ändert also seine Richtung und fließt von CL 44 über TL 31 in die Ablenkspule zurück. Voraussetzung ist jedoch, daß TL 31 an der Basis entsprechend angesteuert wird. Zur definierten Abschaltung am Ende des Hinlaufs t_5 erhält TL 31 an der Basis einen negativen Impuls von der Treiberstufe, der zeitlich etwas vorverlegt ist. In dieser Zeit muß die Basiszone von TL 31 sehr schnell von Ladungsträgern ausgeräumt werden. Diesen Vorgang unterstützt das an der Basis liegende RC-Glied. Ohne dieses würde die Verlustleistung von TL 31 unzulässig ansteigen.

I componenti più importanti sono contrassegnati:
BL 46 = bobine di deflessione
CL 44 = condensatore di andata e condensatore tangenziale
CL 48 = condensatore del ritorno
TL 31 = transistor di commutazione
DL 46 = diodo di commutazione

Il condensatore del ritorno, efficace durante la fase di interdizione di TL31, viene formato mettendo in serie il CL48 ed il CL44. Il percorso della tensione e della corrente, nel tempo di una riga è figurato nella fig. 14.

E' riconoscibile la seguente procedura:
alla fine del tempo di andata t_1, TL31 va in interdizione mediante un segnale di pilotaggio alla base. L'energia accumulata nelle bobine di deflessione e nel trasformatore a diodi split, porta ad una veloce carica di CL48.

Al termine della prima metà del ritorno, nel momento di t_2, la carica raggiunge il suo massimo valore.

La corrente attraverso il punto zero varia la sua direzione, durante la seconda metà del ritorno. Sostanzialmente ora si scarica CL48 e l'energia si trasferisce nuovamente nelle bobine di deflessione (principio del circuito di oscillazione). Alla fine del ritorno t_3, la tensione passa il punto zero e riceve un valore negativo. Durante questo periodo di tempo il DL46 va in conduzione, con ciò il CL48 è cortocircuitato e la fase di andata inizia. L'energia si trova nelle bobine di deflessione. Durante la prima metà di andata circola una corrente dalla bobina di deflessione nel condensatore di andata CL44 e lo carica. Nel centro del quadro t_4, questo procedimento è terminato. La corrente attraverso nuovamente il punto zero, quindi varia la sua direzione e ritorna da CL44 attraverso TL31 nelle bobine di deflessione. Condizione è che la base di TL31 venga pilotata corrispondentemente.

Per il disinserimento alla fine dell'andata, t_5, il TL31 riceve alla base un impulso negativo, dallo stadio di pilotaggio, che nel tempo è leggermente anticipato, per dar modo alla base di TL31 di liberarsi dei portatori di carica.

Questo procedimento viene appoggiato dalla cellula RC che è collegata alla base. Senza questa, la dissipazione di potenza del TL31 sarebbe più elevata.

The most important components are designated as follows:
BL 46: deflection coil
CL 44: forward-sweep and tangent capacitor
CL 48: horizontal fly-back capacitor
TL 31: switching transistor
DL 46: switching diode

The fly-back capacitor, which is effective during the blocking phase of TL 31, is a series network consisting of CL 48 and CL 44. The voltage and current curves during the time period of one line are shown in figure 14. The following sequence is thereby evident:
At the end of the forward sweep time, t_1, TL 31 is blocked by a corresponding base driving signal. The energy stored in the deflection coil and in the diode split transformer gives rise to rapid charging of CL 48. At the end of the first half of the horizontal fly-back at time t_2, the charging attains its maximum. The current passes through zero and changes direction during the second half of the fly-back phase. CL 48 now discharges and transfers the energy back to the deflection coil (resonant circuit principle). At the end of the horizontal fly-back, t_3, the voltage passes through zero and assumes negative values. At this time, DL 46 becomes conductive. Thus, CL 48 is short-circuited, and the forward sweep phase begins. The energy of the circuit is now present in the deflection coil. Consequently, current flows from the deflection coil to the forward-sweep capacitor, CL 44, and charges it during the first half of the forward-sweep phase. This process is completed at the middle of the frame, t_4. The current again passes through zero, changes direction, and flows from C 44 through TL 31 back to the deflection coil. A prerequisite, however, is that TL 31 be driven correspondingly at the base.

For switching off in a well-defined manner at the end of the forward sweep, t_5, the base of TL 31 receives a negative pulse from the driving stage; this pulse is somewhat advanced in time. During this period, the charge carriers must be removed very rapidly from the base zone of TL 31. This process is supported by the RC network connected to the base. Otherwise, the power loss at TL 31 would be larger than is permissible.

10.1 Praktische Ausführung der Schaltung

Von der Ablenkspule über die Linearitätsspule LL 46 fließt ein Teil des Ablenkstromes über die Brückenspule LG 11 und CL 42 nach Masse. Durch die Funktion des O/W-Diodenmodulators fließen auch Teile des Ablenkstromes über CL 44, DL 46 und DL 41 nach Masse (siehe Beschreibung des Ost-/West-Modulators). Parallel zu CL 42 ist ein Dämpfungsglied geschaltet. RL 43, DL 42 und CL 43 bedämpfen die Eigenhinlaufresonanz bei plötzlichen Laständerungen, die sich im Bild als unerwünschte horizontale Phasenmodulation auswirken könnten. Das Entstörglied LL 56, RL 56 und CL 56 bedämpft die im Ablenkkreis entstandenen Oberwellen.

Die für den Ablenkvorgang benötigte Energie liefert LL 53 von Wicklungsanschluß 9/10. Bei durchgeschaltetem TL 31 fließt von U 2 ausgehend Strom durch die Trafowicklung 10/9, der hieraus die erforderliche magnetische Energie aufbaut. Sekundärseitig werden über Gleichrichterdioden aus den Zeilenimpulsen die Sekundärbetriebsspannungen gewonnen.

11. Ost-West-Korrekturschaltung

Die bei dem Chassiskonzept F 15 verwendete 110°-Bildröhre benötigt eine Ost-West-Korrekturschaltung, die den Horizontalablenkstrom um ca. 7 % vertikalfrequent parabelförmig in seiner Amplitude moduliert.

Bei dem Chassis F 16 mit der 90°-Bildröhre ist keine Ost-West Korrektur erforderlich. Die Ost-West-Ansteuerschaltung und der Diodenmodulator werden jedoch für die Bildbreite-Einstellung beibehalten, so daß zwischen den Chassis F 15 und F 16 schaltungstechnisch nur geringe Unterschiede bestehen: Pin 1 und Pin 2 des IG 26 werden nicht angesteuert, dadurch entfällt die Erzeugung der Parabelspannung und die Trapez-Einstellung. Das Potentiometer RG 08 für die Einstellung der Ost-West-Amplitude ist durch den Festwiderstand RG 24 ersetzt.

11.1 Ost-West-Ansteuerschaltung

Die Aufbereitung des Ost-West-Ansteuerungsignales erfolgt im IC IG 01. Aus der Differenz der Eingangsströme von Pin 1 (V-Sägezahn) und Pin 2 (einstellbare DC-Spannung) wird am Ausgang des Multiplizierers eine Parabel gebildet. Ist der arithmethische Mittelwert des Sägezahnstromes an Pin 1 gleich dem Strom an Pin 2, so ergibt sich am Ausgang des Multiplizierers eine symmetrische Parabel (Fig. 15). Mit PG 02 kann demzufolge eine Ost-West-Trapezkorrektur erfolgen (Fig. 16).

10.1 Esecuzione pratica del circuito

Dalle bobine di deflessione attraverso la bobina di linearità LL46 fluisce una parte della corrente di deflessione, attraverso la bobina a ponte LG11 e CL42 verso massa.

Anche attraverso la funzione del modulatore a diodi E/O fluisce una parte della corrente di deflessione attraverso CL44, DL46 e DL41 verso massa (vedi descrizione del modulatore E/O). Parallelo al CL42, è collegata una cellula di attenuazione. RL43, DL42 e CL43 attenuano le risonanze proprie dell'andata, con variazioni improvvise di carico, che sullo schermo possono apparire come delle modulazioni orizzontali di fase. La cellula di soppressione del disturbo LL56, RL56 e CL56, attenua le armoniche formatesi nel circuito di deflessione.

L'energia necessaria per la deflessione la fornisce LL53, dalla presa di avvolgimento 9/10. Con il TL31 in conduzione partendo da U2, fluisce una corrente attraverso l'avvolgimento del trasformatore 10/9 che qui accumula l'energia magnetica necessaria.

Nella parte secondaria, attraverso dei diodi rettificatori gli impulsi orizzontali vengono trasformati in tensione secondaria di alimentazione.

11. Circuito correzione Est-Ovest

In questo telaio con cinescopi a 110° di deflessione, è necessario un circuito di correzione Est-Ovest, il quale modula in ampiezza la corrente di deflessione del quadro a forma parabolica, del 7%.

Il telaio F16 con il cinescopio di 90° non necessita una correzione Est-Ovest. Il circuito di pilottaggio Est-Ovest e il modulatore a diodo vengono però mantenuti per la messa a punto dell'ampiezza del quadro in modo che tra i telai F15 ed F16 ci siano soltanto delle differenze minime in quanto riguarda la tecnica di collegamento: Pin 1 e Pin 2 dell'IG26 non vengono pilotati. Per questa ragione non viene generata la tensione parabolica e non occore la correzione trapezio. Il potentiometro RG08 per la messa a punto dell'ampiezza Est-Ovest è stato sostituito dalla resistenza fissa RG24.

11.1 Pilotaggio Est-Ovest

La preparazione del segnale di pilotaggio Est-Ovest, avviene nel IC IG101. Dalla differenza della corrente di ingresso del Pin 1 (dente di sega V.) e Pin 2 (tensione DC regolabile) all'uscita del moltiplicatore viene formata una parabola. Se il valore medio aritmetico della corrente del dente di sega al Pin 1 è uguale alla corrente al Pin 2, all'uscita del moltiplicatore si avrà una parabola simmetrica (fig. 15).

Con PG02 si può eseguire una correzione trapezoidale Est-Ovest (fig. 16).

10.1 Practical design of the circuit

A portion of the deflection current flows through the bridge coil, LG 11, and CL 42 from the deflection coil through the linearity coil, LL 46, to the chassis earth. Because of the operation of the E/W diode modulator, portions of the deflection current also flow through CL 44, DL 46, and DL 41 to the chassis earth (refer to the description of the E/W modulator). An attenuation circuit is connected in parallel with CL 42. RL 43, DL 42, and CL 43 attenuate the inherent forward-sweep resonance in the event of sudden load changes, which could result in undesirable horizontal phase modulation in the image. The interference suppressor, consisting of LL 56, RL 56, and CL 56, attenuates the harmonics which arise in the deflection circuit.

The energy required for the deflection process is furnished by LL 53 at winding tap 9/10. When TL 31 is switched on, current flows from U 2 through the transformer winding 10/9, thus supplying the necessary magnetic field energy. In the secondary circuits, the secondary operating voltages are obtained from the scanning pulses with the use of rectifying diodes.

11. East-west correction circuit

The 110° picture tube employed for the present chassis design requires an east-west correction circuit which modulates the horizontal deflection current parabolically by about 7 per cent at the vertical frequency.

An east -west correction is not required for chassis F 16, fitted with a 90° degree picture tube. However the east-west control stage and also the diode-modulator remain in the chassis for the purpose of horizontal width adjustment. Accordingly, the existing circuit differences between the two chassis F 15 and F 16 are very small: e.g. pin 1 and pin 2 of IG are not controlled and the parabolic- and the trapezoidal waveform adjustment is not required and the potentiometer RG 68 for east-west adjustment has been replaced by the fixed resistor RG 24.

11.1 East-west driving circuit

The preparation of the east-west driving signal is effected in the IC, IG 01. From the difference between the input currents at pin 1 (vertical sawtooth) and pin 2 (adjustable direct voltage), a parabola is formed at the output of the multiplier. If the arithmetical average of the sawtooth current at pin 1 is equal to the current at pin 2, a symmetrical parabola results at the output of the multiplier (figure 15). Hence, an east-west trapezoidal correction can be performed with PG 02 (figure 16).

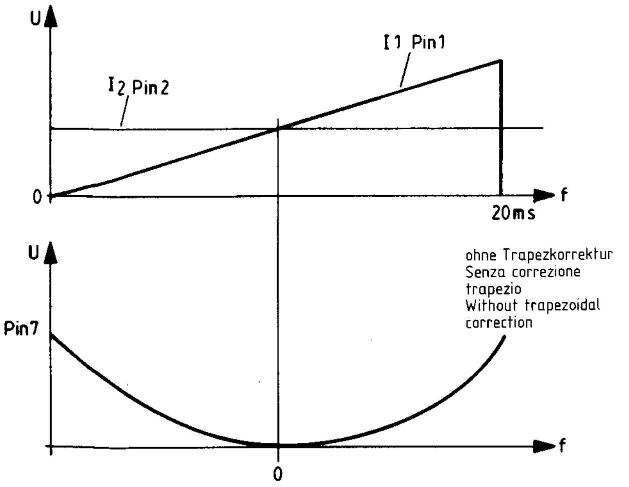


Fig. 15
Vertikalparabel-Aufbereitung
Preparazione parabola verticale
Preparation of vertical parabola

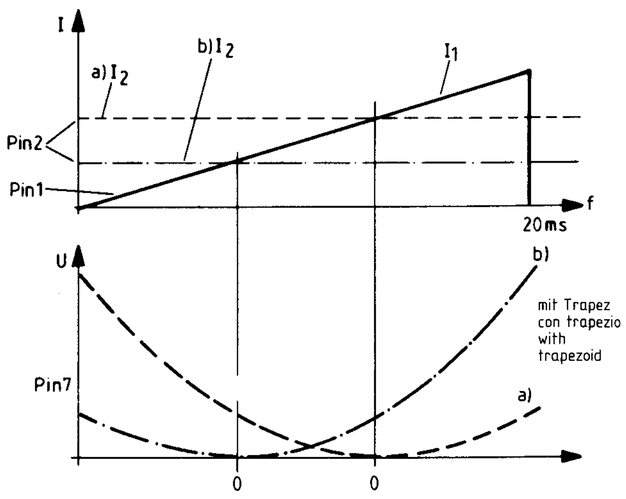


Fig. 16
Trapezkorrektur
Correzione trapezio
Trapezoidal correction

Der Ausgangsstrom des Multiplizierers läßt an der extern angeschlossenen Impedanz eine stromproportionale Spannung entstehen. Sie wird im nachgeschalteten Komparator mit einer linearen horizontalfrequenten Sägezahnspannung verglichen. Die Gleichspannungslage der Sägezahnspannung kann durch PG 12 verändert werden. Sie beeinflußt die Bildbreite. Das impulsbreitenmodulierte Signal aus dem Komparator steuert die im D-Betrieb arbeitende Endstufe. Eine IC-interne Diode führt die aus der Zeilenendstufe zu viel entnommene Energie an U 5 zurück. Die Integration des zeilenfrequent geschalteten Ausgangssignals an Pin 5 erfolgt durch die Einkoppelspule LG 11 und die Kondensatoren CL 41, CL 44.

La corrente di uscita del moltiplicatore, lascia formare sulle impedenze collegate esternamente una tensione proporzionale alla corrente.
Essa viene confrontata in un comparatore con una tensione a dente di sega lineare a frequenza orizzontale.
La posizione della tensione DC, della tensione del dente di sega, può venir variata tramite PG12. Essa influenza la larghezza dello schermo.
Il segnale con modulazione larghezza impulsi, proveniente dal comparatore, pilota lo stadio finale con funzione ritardata.
Un diodo interno, al IC, rifornisce al U5 l'energia superflua dello stadio finale di riga. L'integrazione del segnale uscita commutato con frequenza di riga al Pin 5, avviene tramite la bobina di accoppiamento LG11.

The output current from the multiplier allows a voltage to arise in proportion to the current at the externally connected impedance. It is compared with a linear sawtooth voltage at the horizontal frequency in the comparator connected downstream. The direct voltage position of the sawtooth voltage can be adjusted with the use of PG 12. It influences the picture width.
The pulse-width-modulated signal from the comparator controls the final stage operating in the D-mode. An IC-internal diode returns the excess energy drawn from the final horizontal scanning stage to U 5. The integration of the output signal at pin 5, which is switched at the horizontal scanning frequency, is performed by the coupling coil, LG 11.

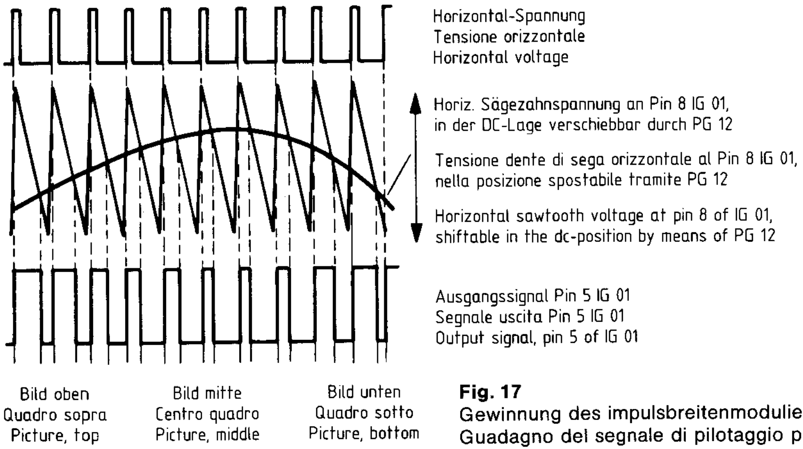


Fig. 17
Gewinnung des impulsbreitenmodulierten Ansteuersignales für den Diodenmodulator
Guadagno del segnale di pilotaggio per il modulatore a diodi
Derivation of the pulse-width-modulated driving signal for the diode modulator

Am Ost-West-Diodenverbindungspunkt liegt nun die vertikalfrequente Parabel an. Als Gegenkopplung, welche auch zur Ost-West-Amplitudeneinstellung genutzt wird, ist das impulsbreitenmodulierte Ausgangssignal über PG 08 und RG 11 mit CG 06 verbunden. Die entstehende Parabelspannung wird zu dem Signal aus dem Multiplizierer (Pin 7) addiert. Zur statischen und dynamischen Bildbreitenstabilisierung gelangt über RG 06 ein dem Strahlstrom proportionales Steuersignal an Pin 7. Dieses ist vom Fußpunkt der Hochspannungswicklung Anschluß 5 abgeleitet.

11.2 O/W-Diodenmodulator

Für die Modulation des Horizontalablenkstromes findet ein Diodenmodulator Anwendung. Der Schaltungsaufbau in Form einer Brückenschaltung verhindert trotz der Amplitudenmodulation des Ablenkstromes eine Rückwirkung auf den Magnetisierungsstrom in der Primärwicklung des Diodensplit-Trafos. Eine unerwünschte Modulation der Hochspannungswicklung kann daher nicht entstehen.
Die Brücke besteht aus zwei in Reihe geschalteten Parallelresonanzkreisen (Fig. 18).

Al punto di connessione dei diodi per le correzioni Est-Ovest è presente la parabola a frequenza verticale.
Per la controreazione che viene anche usata per la regolazione dell'ampiezza della correzione Est-Ovest, serve il segnale di uscita modulato attraverso PG08 e RG11, e collegato con CG06. La tensione a forma di parabola viene addizionata al segnale proveniente dal moltiplicatore (Pin 7).
Per la stabilizzazione statica e dinamica della larghezza dello schermo, arriva attraverso RG06 un segnale di pilotaggio proporzionale alla corrente di raggio al Pin 7. Questa viene prelevata dal punto base dell'avvolgimento alta tensione Pin 5.

11.2 Modulatore a diodi est/ovest

Per la modulazione della corrente di deflessione viene usato un modulatore a diodi. Il circuito a ponte, malgrado la modulazione della corrente di deflessione, evita una retroazione alla corrente di magnetizzazione, nell'avvolgimento primario del trasformatore a diodi split.
Una modulazione non gradita all'avvolgimento alta tensione, non può quindi avvenire.
Il ponte è composto da due circuiti in risonanza paralleli, commutabili (fig. 18).

The vertical-frequency parabola is now present at the east-west diode connecting point (refer to the detailed circuit diagramme). The pulse-width-modulated output signal is linked through PG 08 and RG 11 with CG 06 as negative feedback, which is also utilised for the east-west amplitude adjustment. The parabolic voltage thus arising is added to the signal from the multiplier (pin 7). For static and dynamic picture-width stabilisation, a control signal proportional to the beam current is fed through RG 06 to pin 7. It is derived from the base point of the high-voltage winding, terminal 5.

11.2 E/W diode modulator

A diode modulator is employed for modulating the horizontal deflection current. In spite of the amplitude modulation of the deflection current, the circuit design in the form of a bridge network prevents reaction with the magnetisation current in the primary winding of the diode-split transformer. Hence, undesirable modulation cannot occur in the high-voltage winding.
The bridge consists of two parallel-resonant circuits connected in series (figure 18).

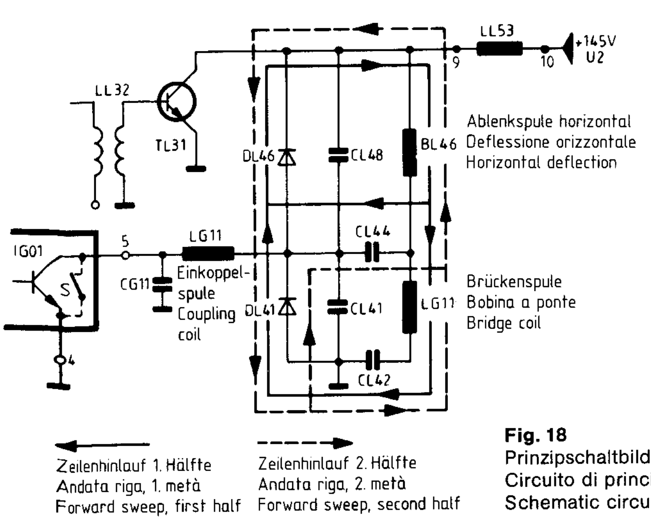


Fig. 18
Prinzipschaltbild des O/W-Diodenmodulators
Circuito di principio modulatore a diodi est/ovest
Schematic circuit diagramme of the E/W diode modulator

Zum besseren Verständnis sollen zunächst die möglichen Extremzustände, Schalter S in IG 01 offen und geschlossen, erläutert werden.

Bei offenem Schalter wird der Kondensator CG 11 auf die Leerlaufspannung U_{ML} aufgeladen. Sie entspricht der integrierten Rücklaufspannung an CL 41 während einer Zeilenperiode von 64 µs.

Die Schaltung ist so abgeglichen, daß der Impulsspannungsabfall, der durch den Ablenkstrom in der Brückenspule LG 11 entsteht, gleich groß der Spannung ist, die während des Rücklaufes am Diodenverbindungspunkt liegt. Damit ist die Brückenbedingung erfüllt. Es fließt kein Strom über die Einkoppelspule LG 11. Bei geöffnetem Schalter S fließt der gesamte Ablenkstrom während des Zeilenhinlaufes ausschließlich über die Brückenspule LG 11 und CL 42 nach Masse.

Wird bei geöffnetem Schalter S an Pin 5 des IG 01 eine regelbare Gleichspannungsquelle angelegt, so können die zwei Grenzfälle für den Diodenmodulator simuliert werden durch:

1. 24 V am Diodenverbindungspunkt ≙ Schalter offen,
2. Null Volt am Diodenverbindungspunkt ≙ Schalter geschlossen.

In Abhängigkeit der DC-Spannung am Diodenverbindungspunkt ergibt sich eine verschieden große Aufteilung der H.-Rücklaufimpulsspannung aus dem Diodensplit-Trafo.

Wie bereits erwähnt, fließt im 1. Grenzfall der Ablenkstrom während des Zeilenhinlaufes nur über die Brückenspule und CL 42 nach Masse (Bildbreite zu gering und Ost-West-Kissenfehler).

Im 2. Grenzfall schließt sich der Ablenkstromkreis während des Zeilenhinlaufes ohne Umweg direkt über CL 44, DL 46 bzw. DL 41 (CG 11 kann nicht aufgeladen werden).

Entsprechend des eingestellten DC-Pegels an der Einkoppelspule stellt sich eine verschieden große Stromaufteilung über CL 44 und die Brückenspule LG 11 ein.

Bei Anlegen einer vertikalfrequent-parabelförmigen Spannung, die durch Integration des Ausgangssignales von IG 01 Pin 5 über die Einkoppelspule entsteht, wird der Horizontalablenkstrom parabelförmig moduliert. Die gewünschte Ost-West-Korrektur ist erreicht.

12. Vertikalablenkstufe

Die hier verwendete Schaltungstechnik ist weitgehendst mit den Vorgängerchassis F 11B und F 14 identisch. Signalaufbereitungsstufen wie Vertikaloszillator, Differenzverstärker und Modulator sind im Power-Prozessor IC IL 14 integriert. Lediglich die Vertikalendstufe ist extern angeordnet.

Zunächst soll die Signalaufbereitung erläutert werden:

Der an Pin 5 des IL 14 liegende Kondensator CF 01 wird von U 7 ausgehend, über RF 22, RF 01 mit einem nahezu Konstantstrom aufgeladen. Am Anschluß 5 wird dieser Ladevorgang in der ansteigenden Sägezahnform sichtbar. Die Entladung des CF 01 wird durch jeden Vertikalsynchronimpuls IC-intern durchgeführt. Bei 60-Hz-Betrieb liegt dem externen Ladewiderstand von CF 01 eine zusätzliche Stromquelle parallel. So wird erreicht, daß auch bei 60-Hz-Betrieb die V-Amplitude konstant bleibt. Eine IC-interne Normerkennung steuert diesen Vorgang. An Pin 24 liegt bei 50 Hz 12 V, bei 60 Hz 6 V und ohne Signal 0 Volt an. Gleichzeitig dient dieses Ausgangssignal bei einigen Export-Gerätevarianten als Mute-Steuerung. Der an Pin 5 liegende Vertikalsägezahn wird niederohmig an Pin 3 über RF 11 zum Pin 2 des IC's geführt.

Per una migliore comprensione, è bene spiegare innanzitutto le condizioni estreme (interruttore S in IG01 aperto e chiuso).

Con l'interruttore aperto il condensatore CG11 viene caricato dalla tensione a vuoto U_{ML}. Essa corrisponde alla tensione integrata del ritorno al CL41 durante un periodo di riga di 64 µs.

Il circuito é tarato in modo che la caduta di tensione dell'impulso, che avviene tramite la corrente di deflessione nella bobina a ponte LG11, abbia la medesima ampiezza della tensione durante il ritorno al punto di collegamento dei diodi.

Così si è stabilita la condizione del ponte. Non circola più nessuna corrente attraverso la bobina di accoppiamento LG11.

Con l'interruttore "S" aperto, tutta la corrente di deflessione fluisce, durante l'andata di riga, solamente attraverso la bobina a ponte LG11 e CL42 verso massa.

Se con l'interruttore "S" aperto si collega al Pin 5 del IG01 una tensione continua variabile, si possono simulare i due punti limiti del modulatore a diodi.

1. 24 V al punto di collegamento dei diodi ≙ interruttore aperto
2. 0 V al punto di collegamento dei diodi ≙ interruttore chiuso.

In dipendenza della tensione DC al punto di collegamento dei diodi, si ottiene una diversa partizione della tensione ad impulsi del ritorno di riga proveniente dal trasformatore a diodi split.

1. punto limite, la corrente di deflessione fluisce durante l'andata di riga solamente attraverso la bobina a ponte e CL42 verso massa (larghezza insufficiente ed effetto cuscino Est-Ovest).
2. punto limite, il percorso della corrente di deflessione durante l'andata di riga si chiude direttamente attraverso CL44, DL46 rispett. TL31 (CG11 non può essere caricato).

In dipendenza del livello della tensione DC, applicata alla bobina di accoppiamento, si ottiene una partizione più o meno grande della corrente attraverso CL44 e la bobina a ponte LG11.

Con l'applicazione di una tensione parabolica a frequenza verticale, la quale si forma per l'intergrazione del segnale d'uscita di LG01 Pin 5, attraverso la bobina di accoppiamento, viene modulata in forma parabolica la corrente di deflessione orizzontale. La correzione Est-Ovest è ottenuta.

12. Deflessione verticale

La tecnica di questo circuito è quasi identica a quella dei telai "F11B" e "F14". Lo stadio per la preparazione dei segnali, come l'oscillatore verticale, l'amplificatore differenza ed il modulatore, sono integrati nel IC IL14. All'esterno si trova solamente lo stadio finale verticale.

La preparazione del segnale avviene nel seguente modo:

al Pin 5 del IL14, il condensatore CF01 viene caricato dalla tensione proveniente da U7, attraverso RF22 e RF01, con una corrente costante.

Al Pin 5 è visibile il procedimento per la formazione del dente di sega.

La scarica del condensatore CF01 del dente di sega, avviene tramite ogni impulso verticale all'interno del IC. Con funzionamento a 60 Hz, in parallelo alla resistenza esterna di carica del CF01, è collegata una sorgente di corrente supplementare. Con il funzionamento a 60 Hz si ottiene così un'ampiezza verticale costante.

Nel IC, integrato, c'è un circuito che riconosce la norma del segnale trasmesso e pilota questa funzione.

Al Pin 24 ci sono 12 V a 50 Hz, 6 V a 60 Hz, 0 V senza segnale video. Contemporaneamente questo segnale d'uscita serve per il pilotaggio del circuito silenziatore audio. Il dente di sega verticale presente al Pin 5, esce dal Pin 3 a bassa impedenza, viene condotto tramite RF11 al Pin 2 del IC.

For providing a better understanding, the possible extreme conditions, switch S in IG 01 open and closed, are explained first.

If the switch is open, the capacitor, CG 11, is charged to the open-circuit voltage, U_{ML}. It corresponds to the integrated feedback voltage on CL 41 during a scanning period of 64 µs.

The circuit is aligned in such a way that the pulse voltage drop due to the deflection current in the bridge coil, LG 11, is of the same magnitude as the voltage prevailing at the diode connecting point during fly-back.

The bridge condition is thus fulfilled. No current flows through the coupling coil, LG 11. If the switch S is open, the entire deflection current flows exclusively through the bridge coil, LG 11, and CL 42 to chassis earth during the forward sweep.

If a controlled direct voltage source is connected to pin 5 of IG 01 with the switch S open, the two limiting cases can be simulated as follows for the diode modulator:

1. 24 V at the diode connecting point, ≙ switch open;
2. 0 V at the diode connecting point, ≙ switch closed.

As governed by the direct voltage prevailing at the diode connecting point, a differing distribution results for the horizontal fly-back pulse voltage from the diode-split transformer.

In the first limiting case, as already mentioned, the deflection current flows only through the bridge coil and CL 42 to chassis earth during the forward sweep phase (picture width too small, and east-west cushion error). In the second limiting case, the deflection current circuit closes during the forward sweep directly through CL 44 and DL 46, or TL 31, without alternate routing (CG 11 cannot charge). In correspondence with the dc-level set at the coupling coil, a differing current distribution is established through CL 44 and the bridge coil, LG 11.

If a parabolic voltage at the vertical frequency, resulting by integration of the output signal from IG 01, pin 5 through the coupling coil, is impressed, the horizontal deflection current is modulated parabolically. The desired east-west correction is thus achieved.

12. Vertical deflection stage

The circuit technology employed here is nearly identical to that for the chassis F 11B and F 14. Signal-processing stages, such as the vertical oscillator, differential amplifier, and modulator, are integrated into the power processor IC, IL 14. Only the final vertical stage is connected externally.

The signal processing is explained first: The capacitor, CF 01, connected to pin 5 of IL 14, is charged through RF 22 and RF 01 with a nearly constant current originating from U 7. This charging process is visible in the rising sawtooth form at terminal 5. Discharging of CF 01 is effected within the IC by each vertical synchronising pulse.

For 60-Hz operation, an additional current source is connected in parallel with the external charging resistor for CF 01. This ensures that the vertical amplitude remains constant during 60-Hz operation, too. An IC-internal standard-recognition circuit controls this process. For 50 Hz, 12 V is present at pin 24, for 60 Hz, 6 V, and without any signal, 0 V. At the same time, this output signal serves as muting control for a few set versions for export.

The vertical sawtooth present at pin 5 is transferred at low resistance to pin 3, and by way of RF 11 to pin 2 of the IC.

Dem nachgeschalteten Differenzverstärker und Modulator werden drei Eingangssignale angeboten:
- Vertikalsägezahn (Fig. 19),
- Horizontalsägezähne (IC-intern) (Fig. 20),
- Vertikallagekorrekturspannung an Pin 1 IL 14 (Fig. 21).

All'amplificatore differenza ed al modulatore vengono forniti 3 segnali di ingresso:
- dente di sega verticale (fig. 19)
- dente di sega orizzontale (interno al IC) (fig. 20)
- Tensione di correzione della posizione verticale al Pin 1 dell'IL 14 (fig. 21)

Three input signals are fed to the differential amplifier and modulator connected downstream:
- vertical sawtooth (figure 19),
- horizontal sawtooth (IC-internal) (figure 20), and
- vertical-position-correcting voltage at pin 1, IL 14 (figure 21).

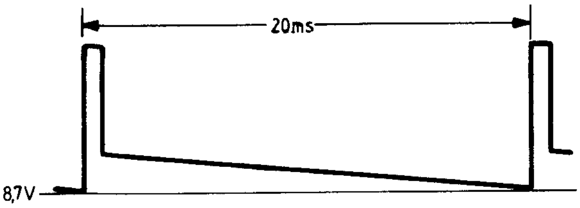


Fig. 19
Vertikal-Sägezahn
Dente sega verticale
Vertical sawtooth

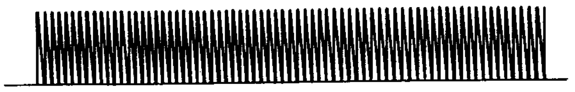


Fig. 20
Horizontal-Sägezahn
Dente sega orizzontale
Horizontal sawtooth

Fig. 21 zeigt die Prinzipdarstellung des IC-internen Differenzverstärkers und Modulators. Den Fig. 19 und 20 sind die dazugehörigen Signale zu entnehmen. Dem Differenzverstärker wird an Pin 1 die V-Lage-Korrekturspannung und an Pin 2 der Vertikal-Sägezahn zugeführt. Am Ausgang des Differenzverstärkers liegt nun der Vertikal-Sägezahn, dessen unterlegte DC-Spannung mit dem V-Lagepotentiometer einstellbar ist. Dem Vertikalsägezahn überlagert ist eine IC-intern zugeführte horizontalfrequente Sägezahnspannung. Diese steuert den Schalttransistor (Fig. 22).

Dalle fig. 19 e 20 si possono dedurre i rispettivi segnali. All'amplificatore differenza viene collegata al Pin 1 la tensione per la correzione della posizione verticale, mentre al Pin 2 il dente di sega verticale.

All'uscita dell'amplificatore differenza è presente il dente di sega verticale, la cui tensione continua sottoposta è regolabile con il potenziometro della posizione verticale.

Al dente di sega verticale, si sovrappone una tensione a dente di sega con frequenza orizzontale.

Questa pilota il transistor di commutazione Fig. 22.

A schematic representation of the IC-internal differential amplifier and modulator is shown in figure 21. The associated signals are illustrated in figures 19 and 20. The vertical-position correcting voltage is fed to pin 1 of the differential amplifier, and the vertical sawtooth to pin 2. The vertical sawtooth is now present at the output of the differential amplifier; its underlying direct voltage can be adjusted by means of the vertical position potentiometer. A sawtooth voltage supplied at the horizontal frequency within the IC is superimposed on the vertical sawtooth. It controls the switching transistor (figure 22).

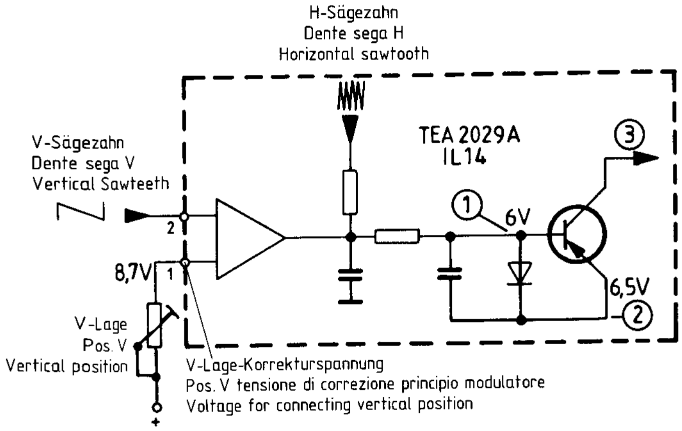


Fig. 21
Modulator-Prinzip
Principio modulatore
Principle of modulator

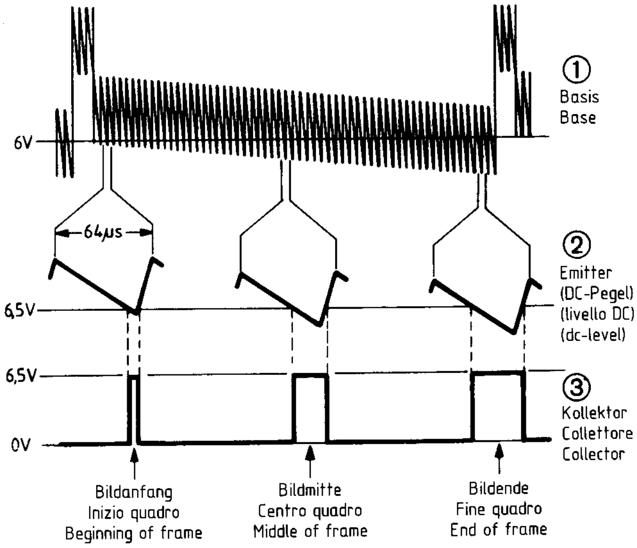


Fig. 22
Gewinnung des Ansteuersignales für DL 21
Guadagno segnale pilotaggio per DL 21
Derivation of the signal for driving DL 21

Der Modulator arbeitet als Komparator. Seine Schaltschwelle liegt bei 6 V. Von Bildanfang bis Bildende tauchen die zeilenfrequenten Sägezähne Zeile für Zeile immer tiefer in die Schaltschwelle des Transistors. An seinem Kollektor stellt sich ein zeilenfrequent impulsbreitenmoduliertes Signal ein. Diese Schaltimpulse stehen mit $12 V_{SS}$ an Pin 4 des IL 14 und damit als Ansteuersignal am Gate von DL 21 zur Verfügung.

Il modulatore lavora come comparatore, la sua soglia di commutazione è 6 V.

Dall'inizio quadro fino alla fine quadro, i denti di sega a frequenza orizzontale, si immergono riga per riga sempre di più nella soglia di commutazione del transistor.

Al collettore del transistor si otterrà un segnale con una modulazione di larghezza impulsi a frequenza orizzontale. Questi impulsi di commutazione arrivano attraverso un altro transistor, disaccoppiati, con $12 V_{pp}$ al Pin 4 dell'IL14, come segnale di pilotaggio al gate del DL21.

The modulator operates as a comparator. Its switching threshold is situated at 6 V. From the beginning to the end of a frame, the scanning-frequency sawteeth shift progressively deeper into the switching threshold of the transistor, from line to line. A pulse-width-modulated signal at the scanning frequency is established at its collector. This switching pulse is available with 12 V, peak-to-peak, at pin 4 of IL 14, and thus as driving signal for the gate of DL 21.

12.1 Vertikal-Austast-Schutzschaltung

Die an Pin 2 geführte V-Sägezahnspannung gelangt über den schon erwähnten Differenzverstärker an einen im Schaltbild nicht separat aufgeführten IC-internen Schalttransistor, der jeweils zum V-Rücklauf leitend ist. Wird kein Vertikal-Rücklauf erkannt oder dauert der Rücklauf länger als die Austastzeit, so spricht die Schutzschaltung an. Hierdurch verbleibt der untere Pegel des Supersandcastleimpulses ah Pin 11 auf ca. 3 V (Fig. 23). Damit ist die Bildröhre über den Videoprozessor, der den Strahlstrom reduziert, wirkungsvoll gegen Beschädigung bei Vertikalausfall geschützt.

12.1 Spegnimento verticale e circuito di protezione

La tensione del dente di sega a frequenza verticale al Pin 2, arriva tramite il già nominato amplificatore differenza, ad un transistor di commutazione all'interno del IC, il quale va in conduzione durante il ritorno verticale.

Se non viene riconosciuto nessun ritorno verticale, oppure ha una durata maggiore del tempo di cancellamento, il circuito di protezione entra in funzione.

Per questo il livello inferiore dell'impulso "SUPERSANDCASTLE" al Pin 11, rimane costantemente su ca. 3 V fig. 23. Tramite il videoprocessore, la corrente di raggio del cinescopio è ridotta, ed in mancanza della deflessione verticale lo protegge da bruciature.

12.1 Vertical blanking protective circuit

The vertical sawtooth voltage fed to pin 2 is supplied through the differential amplifier already mentioned to an IC-internal switching transistor not explicitly shown in the circuit diagramme. This transistor is conductive for each vertical fly-back. If no vertical fly-back is recognised, or if the fly-back is of duration longer than the blanking time, the protective circuit responds. Consequently, the lower level of the supersandcastle pulse at pin 11 remains at about 3 V (figure 23). Thus, the picture tube is effectively protected against damage during vertical failure, by means of the video processor, which decreases the beam current.

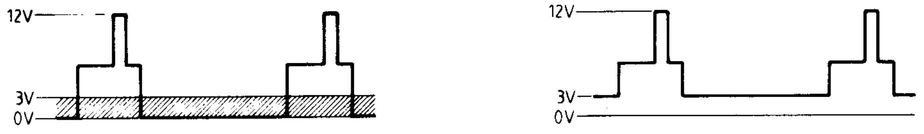


Fig. 23

SC-Impuls korrekt
Impulso SC corretto
SC pulse correct

SC-Impuls bei defekter Vert.-Abl.
Impulso SC con deflessione verticale difettosa
SC pulse in the event of defective vertical deflection

12.2 Vertikalendstufe

Wie im Schaltbild ersichtlich, beinhaltet die Vertikalendstufe mit Thyristor DL 21 nur ein aktives Bauteil. Die Ablenkspule BL 55 ist als Brücke von der Betriebsspannung U 5, 21 V und der Diodensplit-Trafowicklung 4/11, dem eigentlichen Generator, geschaltet. Sie ist also gleichstromgekoppelt. Der Diodensplit-Trafo liefert die gesamte Energie für die Vertikalablenkung.

Die Generatorwicklung liefert Zeilenimpulse mit ca. 240 V_{SS}. Sie wird wechselweise während des Zeilenrücklaufes von der Diode DL 22 und in der Zeilenhinlaufzeit vom Thyristor DL 21, einseitig an Masse gelegt.

Zwei Extremzustände sollen veranschaulichen, wie es zu einem bipolaren Strom in der Ablenkspule kommt:

- 1. Der Thyristor wird nicht gezündet.
- 2. Der Thyristor ist immer gezündet.

Im 1. Fall hätten wir es mit einer ganz normalen Klemmschaltung zu tun. Anschluß 4 der Diodensplit-Trafowicklung würde während des Rücklaufes an Masse geklemmt sein. Am Anschluß 11 der Wicklung hätten wir den in Fig. 24 a dargestellten Spannungsverlauf.

Der Tiefpaß LL 32, CL 54 ließe an CL 54 eine hohe positive Spannung entstehen. Somit könnte ein großer Strom von CL 54 ausgehend über die Ablenkspule und RF 17 in U 5 fließen.

Dieser Fall tritt tatsächlich während des Vertikalrücklaufes ein, um den Elektronenstrahl schnellstmöglich zur Anfangsposition des nächsten Bildes abzulenken.

Im 2. Fall liegt die Wicklung mit Anschluß 4 immer an Masse. Fig. 24 b zeigt die dabei am Anschluß 11 entstehende DC-Spannung von 0 V.

12.2 Stadio finale verticale

Come si vede dallo schema, l'unico elemento attivo nella deflessione verticale è il thyristor DL21.

La bobina di deflessione BL55 è collegata come ponte, nel circuito tra la tensione di alimentazione U5 21 V, l'avvolgimento 4/11 del trasformatore a diodi split ed il proprio generatore. Essa è accoppiata galvanicamente. Il trasformatore a diodi split fornisce l'energia per la deflessione verticale.

L'avvolgimento del generatore fornisce impulsi di riga con ca. 240 V_{PP}, essa viene messa a massa alternativamente dal diodo DL22 durante il ritorno di riga, dal thyristor DL21 durante l'andata di riga.

Due condizioni estreme, particolarmente adatte per illustrare, in quale modo nasce una corrente bipolare nella bobina di deflessione:

- 1 il thyristor è sempre in interdizione
- 2 il thyristor è sempre in conduzione

Nel primo caso si tratta di un circuito di agganciamento normale. Il Pin 4 dell'avvolgimento del trasformatore a diodi split è agganciato a massa durante il ritorno di riga. Al Pin 11 dell'avvolgimento si ha il percorso della tensione come dimostra la fig. 24.

Il filtro passa basso (LL32 e CL54) lascia formare una elevata tensione positiva, la quale fa fluire nel CL54 una grande corrente attraverso la bobina di deflessione RF 17 nel U5.

Questo procedimento avviene realmente durante il ritorno verticale, per far si che il raggio elettronico torni al punto di partenza nel più breve tempo possibile, per essere pronto per un nuovo ciclo della deflessione.

Nel secondo caso, l'avvolgimento con il Pin 4 è sempre agganciato a massa. La fig. 24 b, mostra la tensione DC al Pin 11 che è di ca. 0 V.

12.2 Vertical output stage

As can be seen from the circuit diagramme, the final vertical stage includes only a single active component, the silicon control rectifier, DL 21. The deflection coil, BL 55, is connected as a bridge from the operating voltage source, U 5, 21 V, and the diode split transformer winding, 4/11, the inherent generator. It is thus direct-current coupled. The diode-split transformer furnishes all of the energy for vertical deflection.

The generator winding supplies horizontal scanning pulses at about 240 V, peak-to-peak. It is alternately connected unilaterally to chassis earth by the diode, DL 22, during the horizontal fly-back phase, and by the silicon control rectifier, DL 21, during the forward sweep phase.

Two extreme states serve to illustrate how a bipolar current arises in the deflection coil.

- 1. The silicon control rectifier does not trigger.
- 2. The silicon control rectifier always triggers.

In the first case, a normal clamping circuit would be involved. Terminal 4 of the diode-split transformer winding would be clamped to chassis earth during the fly-back phase. The voltage curve presented in figure 24 a would be measured at terminal 11 of the winding.

The low-pass filter comprising LL 32 and CL 54 would allow a high positive voltage to arise on CL 54. Hence, a high current could flow from CL 54 through the deflection coil and RF 17 to U 5. This case does in fact occur during the vertical fly-back, in order to deflect the electron beam to the starting position for the next frame as fast as possible.

In the second case, the winding is always connected to chassis earth with terminal 4. The direct voltage of 0 V which thereby arises at terminal 11 is shown in figure 24 b.

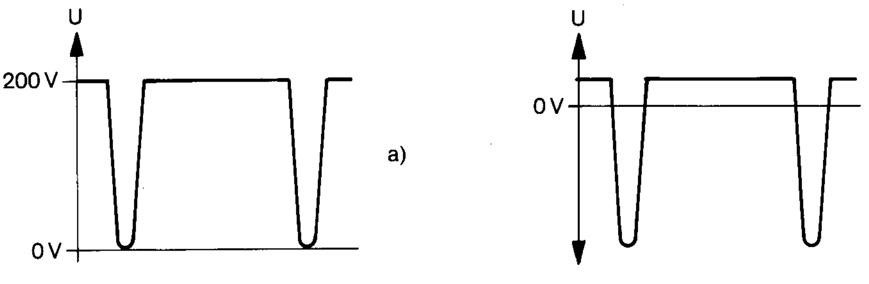


Fig. 24

Thyristor wird nicht gezündet.
≙ ca. 180 V an CL 54.
Il thyristor non viene eccitato:
≙ ca. 180 V al CL 54.
Silicon control rectifier does not trigger:
≙ about 180 V at CL 54.

Thyristor ist immer gezündet.
≙ 0 V an CL 54.
Il thyristor e sempre eccitato:
≙ 0 V al CL 54.
Silicon control rectifier always triggers:
≙ 0 V at CL 54.

In diesem angenommenen Betriebszustand würde nun ein Strom in umgekehrter Richtung, von U 5 über RF 17 und die Ablenkspule in CL 54 fließen.

Beide angeführten Grenzfälle zeigen, daß es diese Schaltung ermöglicht, Strom in beide Richtungen durch die Ablenkspule fließen zu lassen.

Aus Linearitätsgründen ist der Ansteuerungsbereich nur minimal ausgenutzt.

An CL 54 stellen sich daher maximale Spannungswerte von 23 V plus/minus ca. 20 V ein (23 V bis 43 V für die obere Bildhälfte, 23 V bis 3 V entspricht der unteren Bildhälfte Fig. 25).

Horizontalfrequente Restanteile sind vernachlässigbar, da der Blindanteil der V-Ablenkspule für diese Frequenz sehr hoch ist und praktisch keinen Strom fließen läßt.

Wie entsteht nun aus horizontalen Zeilenimpulsen ein vertikaler Sägezahn?

Bei Bildbeginn am oberen Bildrand liefert der Modulator an das Gate des Thyristors schmale zeilenfrequente Impulse, die es der Diode DL 22 ermöglichen, die Spannung im Integrierglied LL 32, CL 54 auf ca. 43,5 V zu klemmen. Mit jeder weiteren geschriebenen Zeile verbreitert sich das Gate-Ansteuersignal, wobei die Klemmzeit von DL 22 kürzer wird. Proportional dazu nimmt die entstehende Klemmspannung im Integrierglied kontinuierlich ab. Es entsteht die Vertikal-Sägezahnkomponente, die den Strom durch das Ablenksystem treibt. Das Löschen des gezündeten Thyristors erfolgt mit jedem Zeilenimpuls aus der Wicklung 4/11.

In questa posizione di funzionamento fluisce nel CL54 una corrente in senso inverso, cioè da U5 attraverso RF17 e la bobina di deflessione.

I due esempi limite dimostrano, che con questo circuito, è possibile far fluire nella bobina di deflessione una corrente nei due sensi.

Per motivi di linearità il campo di pilotaggio è sfruttato solo minimamente.

Nel CL54 si possono formare valori massimi di tensione di 23 V ± 20 V (23 fino a 43 V per la metà superiore dello schermo, 23 fino a 3 V per la metà inferiore fig. 25).

I residui delle frequenze orizzontali non vengono presi in considerazione, perchè per la deflessione verticale, queste frequenze sono elevate e praticamente non lasciano fluire alcuna corrente.

Come si può formare un dente di sega verticale, usando gli impulsi orizzontali?

Ad inizio quadro nella parte superiore, il modulatore fornisce al gate del thyristor impulsi molto stretti a frequenza di riga, i quali danno modo al diodo DL22, di agganciare la tensione, nella rete di integrazione LL32, CL54, a ca. 43,5 V. In ogni successiva riga il segnale di pilotaggio al gate si allarga, mentre il tempo di aggancio del DL22 diventa più breve. Quindi diminuisce proporzionalmente la tensione di aggancio nella rete di integrazione.

Si forma la componente verticale del dente di sega, la quale fa fluire la corrente attraverso il sistema di deflessione. Tramite l'avvolgimento 4/11 il thyristor va in interdizione con ogni impulso orizzontale.

In this operating state, a current would now flow in the opposite direction, from U 5 through RF 17 and the deflection coil to CL 54.

Both limiting cases illustrated indicate that this circuit is capable of allowing current to flow through the deflection coil in both directions.

For reasons of linearity, the driving range has been utilised only minimally. Hence, maximal voltages of 23 ± 20 V are established at CL 54. (23 to 43 V correspond to the upper half of the picture; 23 to 3 V correspond to the lower half [figure 25].)

Residual components at the horizontal frequency are negligible, since the reactive component for the vertical deflection coil is very large at this frequency and allows practically no current to flow.

How does a vertical sawtooth arise from horizontal scanning pulses?

At the beginning of the picture at the upper edge of the frame, the modulator supplies narrow pulses at the scanning frequency to the gate of the silicon control rectifier. These make it possible for the diode, DL 22, to clamp the voltage in the integrating network, LL 32 and CL 54, at about 43.5 V. With every further line which is scanned, the gate-triggering signal is broadened; the clamping time for DL 22 thereby becomes shorter. The clamping voltage arising in the integrating network continually decreases in proportion thereto. Vertical sawtooth components are thus generated for driving the current through the deflection system. Extinction of the triggered silicon control rectifier is effected with each scanning pulse from the winding, 4/11.

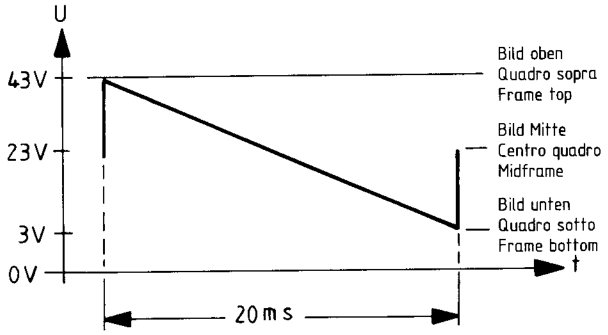


Fig. 25
Vertikal-Sägezahn an CL 54
Dente di sega verticale al CL 54
Vertical sawtooth at CL 54

12.3 Arbeitspunktstabilisierung und Tangenskorrektur

Das Gegenkopplungssignal resultiert aus dem Spannungsabfall über dem Referenzwiderstand RF 17 und gelangt über RF 15, PF 14, RF 16 an Pin 2 des IC's IL 14. Es dient u. a. zur Bildamplitudenstabilisation. PF 14 im Gegenkopplungszweig bestimmt die Vertikalamplitude.

Die Tangenskorrektur übernimmt DF 17, DF 18, RF 13 und RF 18. Im Bereich der Vertikal-Bildmitte ist der Spannungsabfall am Referenzwiderstand RF 17 so gering, daß durch die Dioden kein Strom fließt. Im oberen und unteren Bildviertel werden die Schwellwerte überschritten. Die nun leitenden Dioden erhöhen die Gegenkopplung. Der Ablenkstrom nimmt ab. RF 18 erhöht den Korrekturstrom während der Leitphase von DF 17 und DF 18, wobei die Temperaturdrift verringert wird. Eine geringfügige Nichtlinearität des Sägezahnes gleicht RF 13 aus, der einen unsymmetrischen Stromeinsatz zwischen Bild-oben und -unten erfolgen läßt. Ein mit PF 02 einstellbarer DC-Pegel bewirkt über Pin 1 des IC's die Vertikal-Lagekorrektur.

12.3 Stabilizzazione del punto di lavoro e correzione tangenziale:

Il segnale di controreazione si forma dalla caduta di tensione ai capi della resistenza di riferimento RF17 ed arriva tramite RF15, PF14, RF16 al Pin 2 del IC IL14. Serve anche per la stabilizzazione dell'ampiezza del quadro. Nel ramo di controreazione, PF14 stabilisce l'ampiezza verticale.

La correzione tangenziale avviene tramite DF17, DF18, RF13 e RF18. Nel campo del centro immagine verticale, la caduta di tensione nella resistenza RF17 è così minima, che attraverso i diodi non può fluire corrente. Nel quarto di immagine in alto ed in basso, i valori di soglia vengono oltrepassati. I diodi ora in conduzione, aumentano la controreazione. La corrente di deflessione diminuisce. RF18 ha il compito di aumentare la corrente di correzione, durante la fase di conduzione dei diodi DF17 e DF18, per cui si riduce la deriva termica.

Una leggera non linearità del dente di sega, viene compensata dalla RF13, che provoca un'azione assimetrica di corrente tra l'immagine in alto ed in basso.

PF02 regolatore del livello DC influisce, tramite il Pin 1 del IC la posizione verticale dell'immagine.

12.3 Operating-point stabilization and tangential correction

The negative feedback signal results from the voltage drop over the reference resistor, RF 17, and is supplied through RF 15, PF 14, and RF 16 to pin 2 of the IC, IL 14. Among other purposes, it serves to stabilise the picture amplitude. PF 14 in the negative feedback path determines the vertical amplitude.

The tangential correction is performed by DF 17, DF 18, RF 13, and RF 18. In the vertical midframe zone, the voltage drop across the reference resistor, RF 17, is so small that no current flows through the diodes. In the upper and lower fourths of the picture, the threshold values are exceeded. The diodes now conduct and increase the negative feedback. The deflection current decreases. RF 18 increases the corrective current during the conductive phase of DF 17 and DF 18; the temperature drift is thereby reduced. A slight nonlinearity of the sawtooth is compensated by RF 13, which allows a nonsymmetrical current to flow between the upper and lower edges of the picture. A dc-level adjustable with the use of PF 02 provides the vertical position correction through pin 1 of the IC.

Schaltbildhinweise

▷ zum Verbraucher

◁ von der Spannungsquelle

△1 ... △21

Anschlüsse der Euro-AV-Buchse.

◇1 ... ◇4

Anschlüsse der Stiftleiste BV 07 (Videotext).

◇5 ... ◇13

Anschlüsse der Stiftleiste BV 06 (Videotext).

D 1 ... Z 7

Meßpunkte auf den gedruckten Platinen.

X = nicht angeschlossen

⚠ Sicherheitszeichen

Diese Bauteile sind bei Reparaturen nur durch die vom Hersteller geprüften und angegebenen Originalteile zu ersetzen, um die vorgesehene Betriebssicherheit zu gewährleisten.

Alle nicht gekennzeichneten Dioden 1 N 4148

Achtung!

Bildröhre und Ablenksystem sind eine festverbundene Einheit und vom Werk optimal eingestellt.

Folgende Punkte sind unbedingt zu beachten:

Keine Veränderungen der Halskomponenten vornehmen.

Keine versiegelten Schrauben am Ablenksystem lösen.

Jeglichen Zugriff (Transport) an den Halskomponenten unterlassen.

Die in diesem Gerät entstehende Röntgenstrahlung ist ausreichend abgeschirmt. Beschleunigungsspannung: max. 26,5 kV.

Änderungen vorbehalten.

Indicazione sullo schema

▷ verso utilizzatore

◁ dalla sorgente di tensione

△1 ... △21

Collegamenti della presa Peritelevisione.

◇1 ... ◇4

Colleg. della lista presa BV 07 (Televideo).

◇5 ... ◇13

Colleg. della lista presa BV 06 (Televideo).

D 1 ... Z 7

Punti di misura sulle piastre strampate.

X = non collegate

⚠ Contrassegno di sicurezza.

Nel caso di riparazione questi elementi devono venire sostituito soltanto con delle parti di ricambio originali controllati e designati da parte del fabbricante per garantire la sicurezza di funzionamento prevista.

Tutti i diodi non contressegnati 1 N 4148.

Attenzione!

Il cinescopio ed il giogo di deflessione formano un'unità solidamente collegata e sono regolati in modo ottimo dalla fabbrica.

E'indispensabile osservare le istruzioni seguenti:

Non effettuare alcuna modifica sui componenti a collare.

Non togliere le viti sigillate sul giogo di deflessione.

Per il trasporto mai sollevare il cinescopio dal giogo.

Le radiazioni X generate in questo televisore sono sufficientemente schermate. Tensione di accelerazione: max. 26,5 kV.

Con riserva di modifiche.

Circuit notes

▷ to load circuit

◁ from voltage source

△1 ... △21

Connections of the Eurosocket.

◇1 ... ◇4

Connections of the socket strip BV 07 (Teletext).

◇5 ... ◇13

Connections of the socket strip BV 06 (Teletext).

D 1 ... Z 7

Test points on the printed boards.

X = not connected

⚠

Components designated by the safety symbol should, when necessary for repair, only be replaced by original parts produced and proofed by the manufacturer. Only then can the original operational safety be guaranteed.

Diodes not designated all 1 N 4148

Note!

Cathode ray tube and deflection system are a complete fixed unit which is optimally adjusted at the factory.

It is essential that the following points be observed:

Do not alter the position of the neck components.

Do not slaken any sealed screws.

Do not lift or hold the unit by the neck components.

The X-ray radiation generated by this receiver is adequately screened. Acceleration voltage: max. 26,5 kV.

Subject to modification.

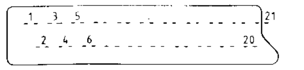
△ = Euro-AV-Buchse
Presa Peritelevisione
Eurosocket

△1 NF/AF 'R' ○→ BF 'D' 0,5 V RMS
△2 NF/AF 'R' ⊖ BF 'D' 0,5 V RMS
△3 NF/AF 'L' ○→ BF 'S' 0,5 V RMS
△4 ⊥ NF/AF BF
△5 ⊥ Video B
△6 NF/AF 'L' ⊖ BF 'S' 0,5 V RMS
△7 Video B ⊖ 0,7 V RMS
△8 Mode AV ≙ 12 V
△9 ⊥ Video G/V
△10 X
△11 Video G/V ⊖ 0,7 V RMS

△12 X
△13 ⊥ Video R
△14 X
△15 Video R ⊖ 0,7 V RMS
△16 Blanking ⊖ Spegnim. Video
△17 ⊥ Video
△18 ⊥ Blanking Spegnimento
△19 Video ○→ 1 V_{pp}/75 Ω
△20 Video ⊖ 1 V_{pp}/75 Ω
△21 ⊥ Chassis Telaio

V RMS = V_{eff}
$V_{pp} = V_{ss}$

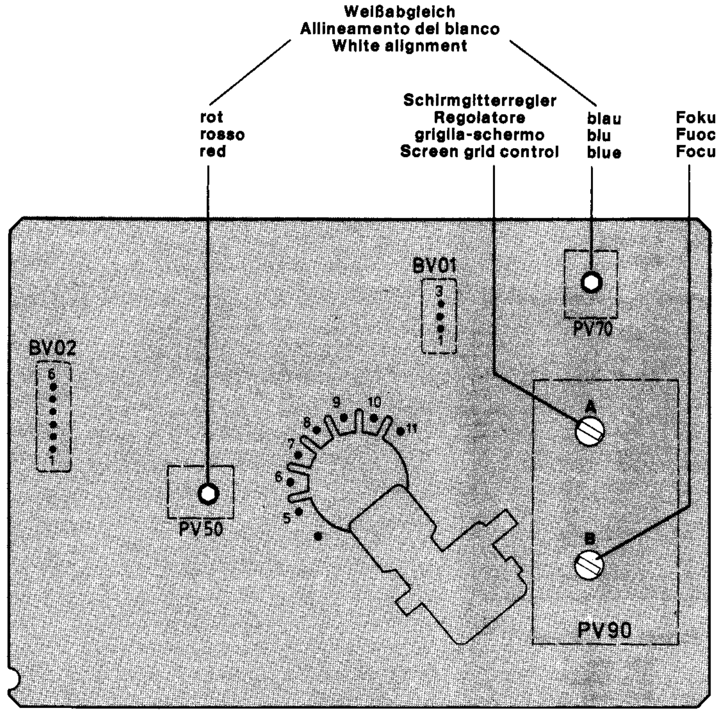
Euro-AV-Buchse
Presa Peritelevisione
Eurosocket



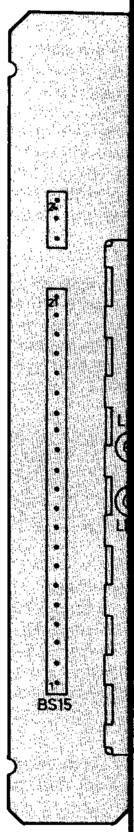
Anschlußseite / Lato collegamento / Connection side

Einstellarbeiten / Operazioni di messa a punto / Initial adjustment

Einstellung Taratura Adjustment	Position Posizione	einstellen auf regolare su adjust to	Hinweise Avvisi Notes
Hauptspannung Tensione principale Principale voltage	PL 15	F15, F15-01: 145 V ± 1 V F16, F16-01: 127 V ± 1 V	
Vertikalamplitude Ampiezza verticale Vertical amplitude	PF 14	↕	
Horizontalamplitude Ampiezza orizzontale Horizontal amplitude	PG 12	↔	
Horizontalposition Posizione orrizontale Horizontal position	PL 01	▭	nach Einstellung Vertikalposition korrigieren dopo la taratura correggere la posizione verticale after setting, readjust vertical position
Vertikalposition Posizione verticale Vertical position	PF 02	▭	
Ost-West-Amplitude Ampiezza est/ovest East-West amplitude	PG 08	▭	nicht bei non con F16, F16-01 not with
Ost-West-Trapez Trapezi est/ovest East-West trapeze	PG 02	⏢	nicht bei non con F16, F16-01 not with
Schirmgitterspannung Tensione griglia schermo Screen grid voltage	PV 90 A	Katode mit höchster Spannung auf 185 V— einstellen Regolare il catodo con la tensione più alta su 185 V— Adjust the cathode with the highest voltage to 185 V DC	◑ + ☼ = min. Emitter messen Emittitore misurare TV 50, TV 60, TV 70 measure
Fokusspannung Tensione focale Focus voltage	PV 90 B	Optimale Bildschärfe Definizione ottimale dell'immagine Optimum sharpness	
Weißabgleich Taratura del bianco White alignment	PV 50 PV 70		FUBK-Sendertestbild Monoscopio del trasmettitore Philips-test pattern ◑ + ☼ = normal



Bildrohranschluß-Platine 592.908
Piastra zoccolo cinescopio 592.909
P.C.B. CRT socket 592.977
Lötseite – Lato saldature – Soldered side



Grundplatt
Piastra di b
Basic P.C.B
Bestückungss

stment

se

instellung Vertikalposition korrigieren
a taratura correggere la posizione verticale
etting, readjust vertical position

ei
on F16, F16-01
th

ei
on F16, F16-01
th

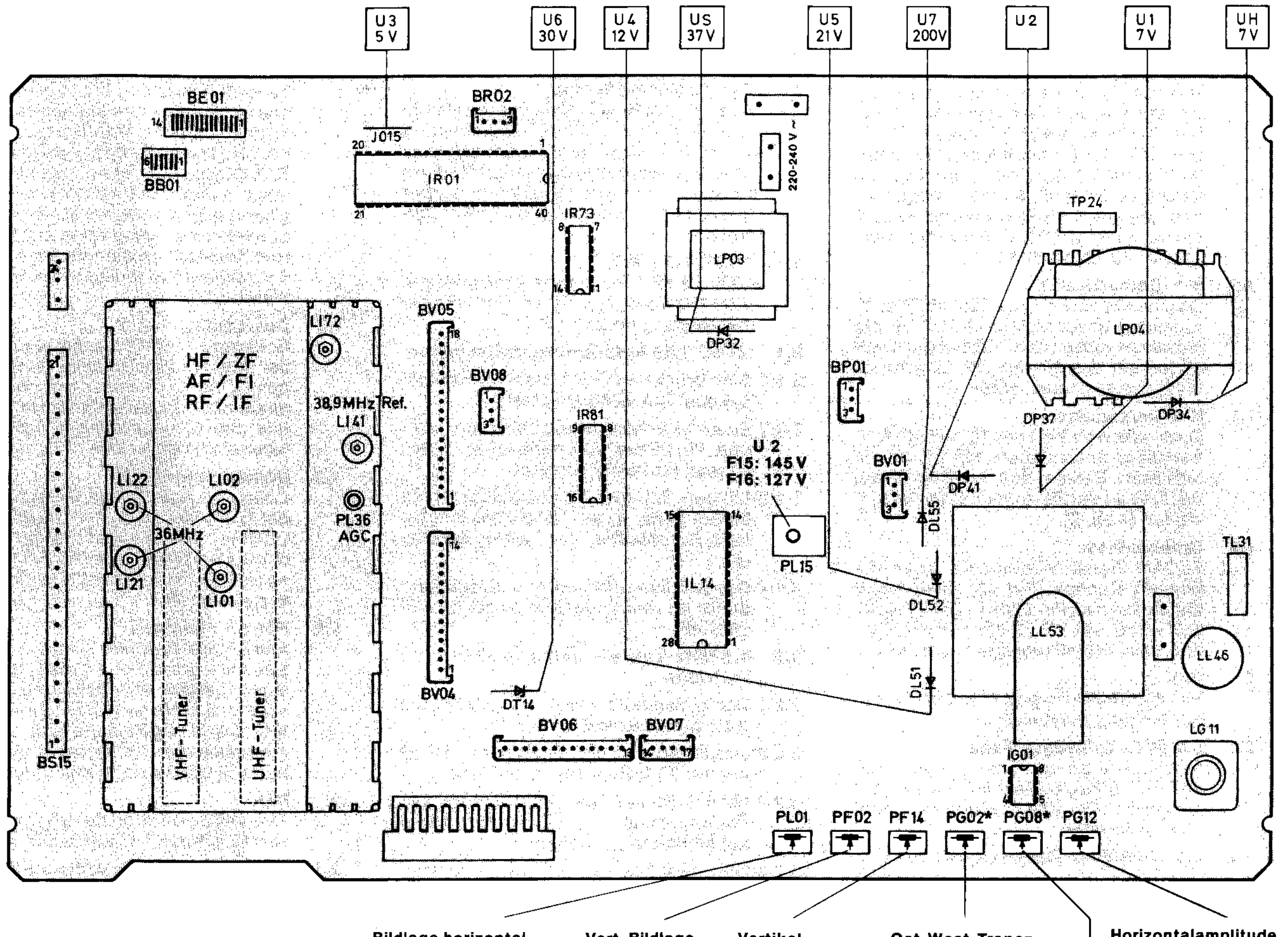
-☼- = min.

messen
ore misurare
TV 60, TV 70 measure

Sendertestbild
copio del trasmettitore
test pattern
-☼- = normal

Fokus
Fuoco
Focus

Chassis Telaio F15, F16


U3 5 V
U6 30 V
U4 12 V
U5 37 V
U5 21 V
U7 200V
U2
U1 7 V
UH 7 V
BE01
BR02
BB01
J015
IR01
IR73
LP03
220-240 V ~
TP24
LP04
DP32
BP01
DP37
DP34
BV05
BV08
IR81
LI72
HF / ZF
AF / FI
RF / IF
38,9MHz Ref.
LI41
PL36
AGC
LI22
LI02
36MHz
LI21
LI01
U 2
F15: 145 V
F16: 127 V
BV01
DP41
DL55
PL15
IL14
DL52
TL31
LL53
LL46
DL51
BV04
DT14
BV06
BV07
IG01
LG11
BS15
VHF - Tuner
UHF - Tuner
PL01
PF02
PF14
PG02*
PG08*
PG12

Bildlage horizontal
Posizione dell'immagine orizzontale
Picture position horizontal

Vert. Bildlage
Posizione dell'immagine verticale
Picture position vert.

Vertikal-amplitude
Ampiezza verticale
Picture height

Ost-West-Trapez
Trapezi est-ovest
East-West-trapeze

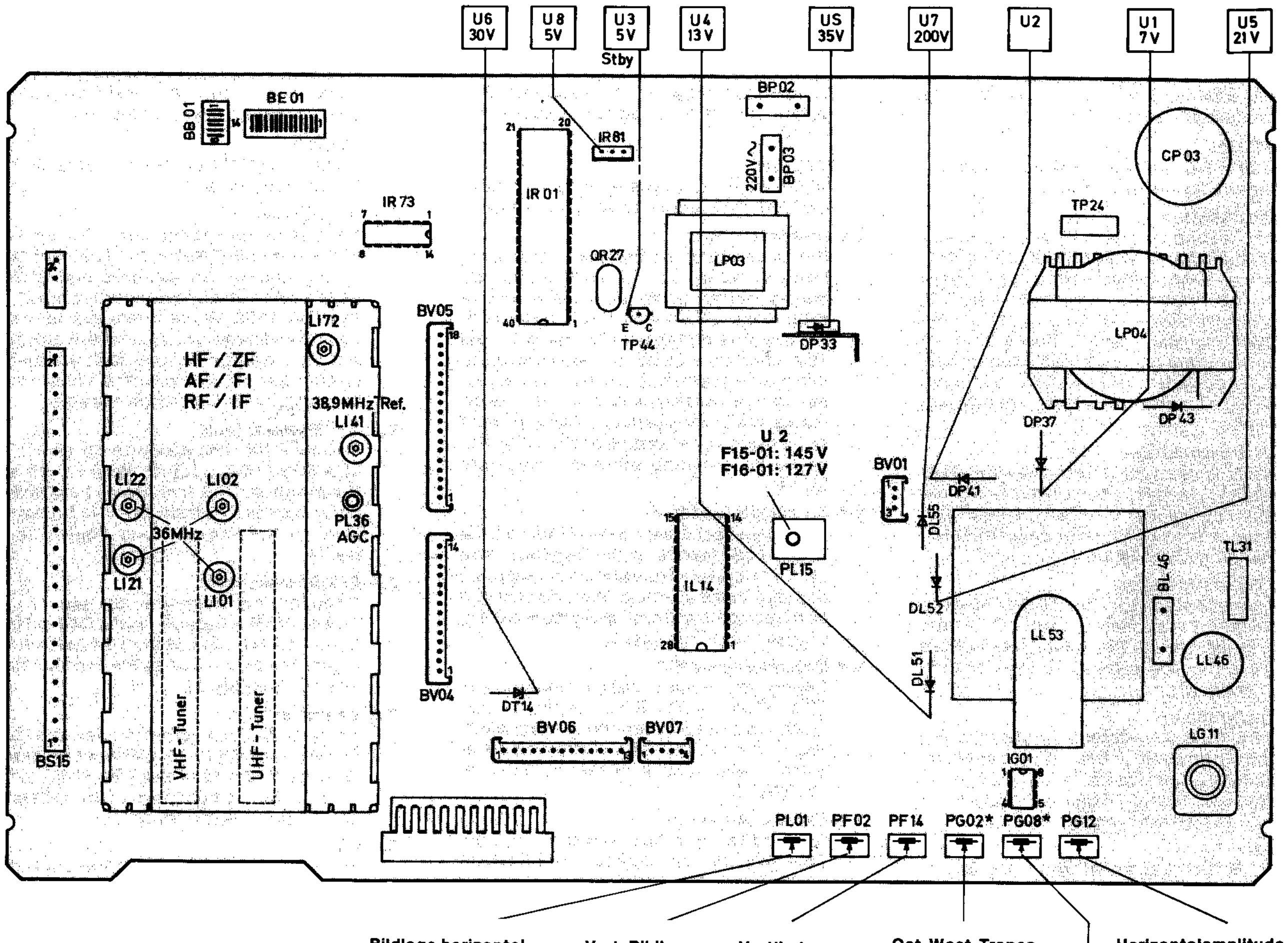
Horizontalamplitude
Ampiezza orizzontale
Horizontal amplitude

Ost-West-Amplitude
Ampiezza est-ovest
East-West amplitude

*nicht bei
non con F16
not with

Grundplatte
Piastra di base F15, F16
Basic P.C.B.
Bestückungsseite – Lato componenti – Component side

Chassis Telaio F15-01, F16-01


U6 30V
U8 5V
U3 5V Stby
U4 13 V
U5 35V
U7 200V
U2
U1 7V
U5 21 V
BB01
BE01
IR81
BP02
220V~
BP03
CP03
IR01
IR73
QR27
LP03
TP44
DP33
TP24
LP04
DP37
DP43
BV05
LI72
HF / ZF
AF / FI
RF / IF
38,9MHz Ref.
LI41
PL36
AGC
LI22
LI02
36MHz
LI21
LI01
U 2
F15-01: 145 V
F16-01: 127 V
BV01
DP41
DL55
PL15
IL14
DL52
BL46
TL31
LL53
LL46
DL51
BV04
DT14
BV06
BV07
IG01
LG11
BS15
VHF - Tuner
UHF - Tuner
PL01
PF02
PF14
PG02*
PG08*
PG12

Bildlage horizontal
Posizione dell'immagine orizzontale
Picture position horizontal

Vert. Bildlage
Posizione dell'immagine verticale
Picture position vert.

Vertikal-amplitude
Ampiezza verticale
Picture height

Ost-West-Trapez
Trapezi est-ovest
East-West-trapeze

Horizontalamplitude
Ampiezza orizzontale
Horizontal amplitude

Ost-West-Amplitude
Ampiezza est-ovest
East-West amplitude

*nicht bei
non con F16-01
not with

Grundplatte
Piastra di base F15-01, F16-01
Basic P.C.B.
Bestückungsseite – Lato componenti – Component side

A) Abgleich des Chroma-Video-Moduls ohne NTSC-Modul

1. **5,5-MHz-Tonträger-Falle**
Sendertestbild empfangen oder Testbildgenerator an den Antenneneingang anschließen. Oszilloskop an den Emitter von TV 60 auf der Bildrohranschluß-Platine anschließen. Mit LV 64 Tonträger auf Minimum einstellen.

2. **SECAM**
SECAM-Farbbalkensignal über den Antenneneingang einspeisen.

2.1 **Identifikation**
Zum Grobabgleich mit LC 14 Farbbalken auf flackerfreie Wiedergabe einstellen. Für den Feinabgleich ein extrem hochohmiges Voltmeter an Pin 21 des TDA 4556 anschließen. Es empfiehlt sich, die Spannung nicht gegen Masse zu messen, sondern gegen einen Spannungsteiler, dessen Anzapf auf ca. 6 V liegt. Mit LC 14 auf maximale Spannung abgleichen.

2.2 **B-Y-Demodulator**
Oszilloskop an Pin 3 des TDA 4556 (B-Y-Ausgang) anschließen. Mit LC 05 die farblosen Balken des Farbbalken-Testbildes auf das Niveau der Zeilenaustastlücke einstellen **(Abb. 1)**.

2.3 **R-Y-Demodulator**
Oszilloskop an Pin 1 des TDA 4556 (R-Y-Ausgang) anschließen. Mit LC 01 die farblosen Balken des Testbildes auf das Niveau der Zeilenaustastlücke einstellen **(Abb. 2).**

2.4 **Glockenfilter**
SECAM-Signal videomäßig über die Europa-Normbuchse (Pin 20) einspeisen. Oszilloskop an Pin 15 des TDA 4556 anschließen. Mit LC 23 gleiche Amplituden des Farbbalkensignals einstellen.

3. **PAL**
PAL-Farbbalkensignal über den Antenneneingang einspeisen.

3.1 **Referenz-Oszillator**
Pin 17 des TDA 4556 an Masse legen. Mit CC 12 auf möglichst langsames Durchlaufen der Farbbalken einstellen. Masseverbindung wieder entfernen.

3.2 **PAL-Laufzeitdecoder**
FuBK-Testbild anlegen, geringe Helligkeit einstellen. LC 17 (PAL-Phase) und PC 18 (PAL-Amplitude) wechselweise so einstellen, daß in den Unbuntfeldern (+V ±U) bzw. im Farbbalken purpur keine Jalousieeffekte (Paarigkeit) auftreten.

A) Taratura del modulo crominanza video senza modulo NTSC

1. **Trappola portante audio 5,5 MHz**
Introdurre un segnale di prova o collegare il generatore di segnali di prova all'entrata d'antenna. Collegare l'oscilloscopio all'emettitore di TV 60 trovandosi sulla piastra collegamento cinescopio. Regolare su minimo la portante audio con LV 64.

2. **SECAM**
Alimentare un segnale barra di colore SECAM attraverso l'entrata d'antenna.

2.1 **Identificazione**
Per la taratura grossolana, regolare la barra di colore con LC 14 in modo tale che la riproduzione sia esente dall'effetto di scintillamento. Per la taratura fine, bisogna collegare al piedino 21 del TDA 4556 un voltmetro a resistenza ohmica estremamente elevata. Consigliamo di non misurare la tensione verso masse ma invece verso un separatore di tensione la cui entrata è di circa 6 V. Allineare su tensione massima mediante LC 14.

2.2 **Demodulatore B-Y**
Collegare l'oscilloscopio al piedino 3 del TDA 4556 (uscita B-Y). Regolare con LC 05 le barre acromatiche del segnale di prova barre di colore in modo tale che corrispondino al livello della lacuna d'esplorazione di riga **(fig. 1)**.

2.3 **Demodulatore R-Y**
Collegare l'oscilloscopio al piedino 1 del TDA 4556 uscita R-Y). Regolare con LC 01 le barre acromatiche del segnale di prova in modo tale che corrispondino al livello della lacuna d'esplorazione di riga **(fig. 2)**.

2.4 **Filtro a campana**
Alimentare in modo viene il segnale SECAM attraverso la presa Peritelevisione (piedino 20). Collegare l'oscilloscopio al piedino 15 del TDA 4556. Effettuare la regolazione con LC 23 in modo tale che le ampiezze del segnale barre di colore siano analogiche.

3. **PAL**
Alimentare un segnale di barra di colore PAL attraverso l'entrata d'antenna.

3.1 **Oscillatore di riferimento**
Collegare a massa il piedino 17 del TDA 4556. Con CC 12, portare lo scorrere delle barre di colore al ritmo più lento possibile. Togliere il collegamento a massa.

3.2 **Decoder tempo di transito PAL**
Introdurre in antenna un segnale di prova colore. Regolare su bassa luminosità. Regolare alternativamente LC 17 (fase PAL) e PC 18 (ampiezza PAL) in modo tale che le zone acromatiche (+V ±U) rispettivamente la barre di colore porpora non presentino l'effetto persiana (adoppiamento di linee).

A) Alignment of Chroma – Video-Module without NTSC-Module

1. **5.5 MHz sound trap**
Set TV to transmitter test pattern or apply pattern generator signal to antenna input socket. Connect an oscilloscope probe to the emitter of transistor TV 60, positioned on the CRT-base plate. Align LV 64 to minimum sound carrier.

2. **SECAM**
Apply a SECAM-color-bar signal to antenna input socket.

2.1 **Identification**
For coarse balancing, set color bars to flicker-free playback with LC 14. For fine tuning employ an extreme high-impedance voltmeter and connect to pin 21 of the TDA 4556. We recommend, to measure the voltage not against the ground, but on a voltage devider with a tapping connection at a level of 6 volts. With LC 14 adjust to maximum reading.

2.2 **B-Y Demodulator**
Connect the oscilloscope to pin 3 of TDA 4556 (B-Y output). With LC 05 set the monochrome (colorless) bars of the color-bars test pattern signal to the same level as the line blanking interval (see **fig. 1**).

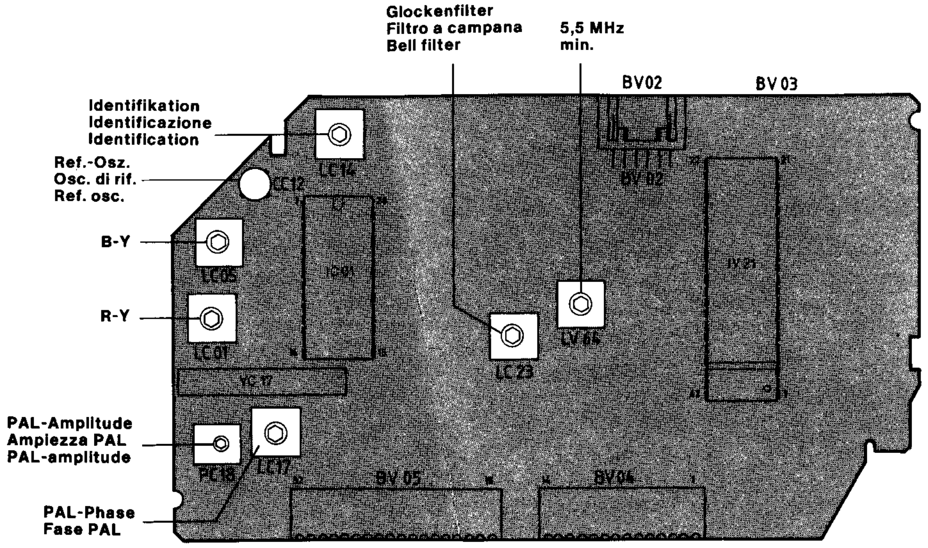
2.3 **R-Y Demodulator**
Connect oscilloscope to pin 1 of TDA 4556 (R-Y output). With LC 01 set the monochrome bars of the test pattern signal to the same level as the line blanking interval (see **fig. 2**).

2.4 **Bell filter**
Apply a SECAM video signal into the SCART socket pin 20. Connect an oscilloscope to pin 15 of the TDA 4556. With LC 23 set the amplitudes of the different color bars to same level.

3. **PAL**
Apply PAL-color bar test pattern into the Antenna input socket.

3.1 **Reference-oscillator**
Put a wire bridge from pin 17 of TDA 4556 to ground. With CC 12 set the color bars almost to synchronize (beat frequency). Remove wire bridge again.

3.2 **PAL-delay-line decoder**
Apply Philips-test pattern with low brightness level. Adjust LC 17 (PAL-phase) and PC 18 (PAL-amplitude) vice-versa, so that hannover-blinds do not occur in the complementary color bars yellow, cyan and magenta.



Chroma-Video-Modul
Modulo crominanza video
Chroma video module
592.730/592.915
Bestückungsseite – Lato componenti – Component side

B) Abgleich des Chroma-Video-Moduls mit NTSC-Modul

1. **SECAM**
SECAM-Farbbalkensignal über den Antenneneingang einspeisen.

1.1 **Identifikation**
Zum Grobabgleich mit LC 14 Farbbalken auf flackerfreie Wiedergabe einstellen. Für den Feinabgleich ein extrem hochohmiges Voltmeter an Pin 21 des TDA 4556 anschließen. Es empfiehlt sich, die Spannung nicht gegen Masse zu messen, sondern gegen einen Spannungsteiler, dessen Anzapf auf ca. 6 V liegt. Mit LC 14 auf maximale Spannung abgleichen.

1.2 **B-Y-Demodulator**
Oszilloskop an Pin 3 des TDA 4556 (B-Y-Ausgang) anschließen. Mit LC 05 die farblosen Balken des Farbbalken-Testbildes auf das Niveau der Zeilenaustastlücke einstellen **(Abb. 1)**.

1.3 **R-Y-Demodulator**
Oszilloskop an Pin 1 des TDA 4556 (R-Y-Ausgang) anschließen. Mit LC 01 die farblosen Balken des Testbildes auf das Niveau der Zeilenaustastlücke einstellen **(Abb. 2)**.

1.4 **Glockenfilter**
SECAM-Signal videomäßig über die Euro-AV-Buchse (Pin 20) einspeisen. Oszilloskop an Pin 15 des TDA 4556 anschließen. Mit LC 23 gleiche Amplituden des Farbbalkensignals einstellen.

2. **PAL**
PAL-Farbbalkensignal über den Antenneneingang einspeisen.

2.1 **5,5-MHz-Tonträger-Falle**
Oszilloskop an den Emitter von TV 60 auf der Bildrohranschluß-Platine anschließen. Mit LV 64 Tonträger auf Minimum einstellen.

2.2 **PAL 4,43-MHz-Referenz-Oszillator**

2.2.1 Eine Brücke von Pin 17 nach Pin 9 (Masse) des TDA 4556 einlöten. Dadurch wird die Farbe zwangsweise eingeschaltet und die Synchronisation des PAL-Referenz-Oszillators abgeschaltet.

2.2.2 Einen 1-kΩ-Widerstand von Pin 13 (+12 V) nach Pin 28 des TDA 4556 legen. Dadurch wird fest auf PAL geschaltet.

2.2.3 Mit dem Trimmer CC 43 auf dem NTSC-Modul **(Abb. 4)** auf möglichst langsames Durchlaufen der Farben einstellen.

2.2.4 Die Brücke und den 1-kΩ-Widerstand wieder entfernen.

2.3 **PAL-Laufzeitdecoder**
FuBK-Testbild anlegen, geringe Helligkeit einstellen. LC 17 (PAL-Phase) und PC 18 (PAL-Amplitude) wechselweise so einstellen, daß in den Unbuntfeldern (+ V ± U) bzw. im Farbbalken purpur keine Jalousieeffekte (Paarigkeit) auftreten.

3. **NTSC 3,58 MHz**
NTSC 3,58 MHz-Farbbalkensignal mit 4,5-MHz-Tonträger über den Antenneneingang einspeisen.

3.1 **NTSC 3,58 MHz-Referenz-Oszillator**

3.1.1 Eine Brücke von Pin 17 nach Pin 9 (Masse) des TDA 4556 einlöten.

3.1.2 Einen 1-kΩ-Widerstand zwischen Pin 13 und Pin 26 des TDA 4556 legen. NTSC ist jetzt fest eingeschaltet.

3.1.3 Mit dem Trimmer CC 41 auf dem NTSC-Modul **(Abb. 4)** auf möglichst langsames Durchlaufen der Farben einstellen.

3.1.4 Die Brücke entfernen. Der Widerstand bleibt für den folgenden Abgleich eingelötet.

3.2 **4,5 MHz-Tonfalle und 3,58 MHz-Farbfalle**

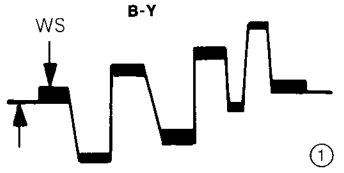
3.2.1 Der Widerstand bleibt, wie unter Punkt 3.1.2 beschrieben, eingelötet.

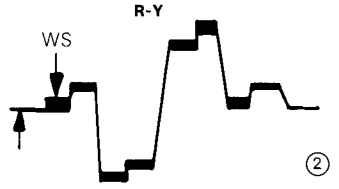
3.2.2 Oszilloskop an den Emitter von TV 60 auf der Bildrohrplatte anschließen.

3.2.3 Mit LC 54 auf dem NTSC-Modul den Tonträger und mit LC 57 den Farbträger auf Minimum einstellen.

3.2.4 Den 1-kΩ-Widerstand wieder entfernen.

4. **NTSC 4,43 MHz**
Hierfür ist kein weiterer Abgleich erforderlich.





B) Taratura del modulo crominanza video con modulo NTSC

1. **SECAM**
Alimentare un segnale barra di colore SECAM attraverso l'entrata d'antenna.

1.1 **Identificazione**
Per la taratura grossolana, regolare la barra di colore con LC 14 in modo tale che la riproduzione sia esente dall'effetto di scintillamente. Per la taratura fine, bisogna collegare al piedino 21 del TDA 4556 un voltmetro a resistenza ohmica estremamente elevata. Consigliamo di non misurare la tensione verso masse ma invece verso un separatore di tensione la cui entrata è di circa 6 V. Allineare su tensione massima mediante LC 14.

1.2 **Demodulatore B-Y**
Collegare l'oscilloscopio al piedino 3 del TDA 4556 (uscita B-Y). Regolare con LC 05 le barre acromatiche del segnale di prova barre di colore in modo tale che corrispondino al livello della lacuna d'esplorazione di riga **(fig. 1)**.

1.3 **Demodulatore R-Y**
Collegare l'oscilloscopio al piedino 1 del TDA 4556 uscita R-Y). Regolare con LC 01 le barre acromatiche del segnale di prova in modo tale che corrispondino al livello della lacuna d'esplorazione di riga **(fig. 2)**.

1.4 **Filtro a campana**
Alimentare in modo viene il segnale SECAM attraverso la presa Peritelevisione (piedino 20). Collegare l'oscilloscopio al piedino 15 del TDA 4556. Effettuare la regolazione con LC 23 in modo tale che le ampiezze del segnale barre di colore siano analogiche.

2. **PAL**
Alimentare un segnale di barre di colore PAL attraverso l'entrata d'antenna.

2.1 **Trappola portante audio 5,5 MHz**
Collegare l'oscilloscopio all'emettitore di TV 60 trovandosi sulla piastra collegamento cinescopio. Regolare su minimo la portante audio con LV 64.

2.2 **Oscillatore di riferimento PAL 4,43 MHz**

2.2.1 Saldare un ponticello dal pin 17 al pin 9 (massa) del TDA 4556. In questo modo, il colore viene inserito automaticamente mentre la sincronizzazione dell'oscillatore di riferimento PAL è disinserita.

2.2.2 Sistemare una resistenza da 1 ko
il pin 13 (+ 12 V) ed il pin 28 de
4556. L'apparecchio è ora imp
per il modo PAL.

2.2.3 Mediante il trimmer CC 43 sul m
NTSC **(fig. 4)** regolare in modo
passaggio dei colori sia il più lent
sibile.

2.3.4 Togliere la resistenza da 1 koh
ponticello.

2.3 **Decoder tempo di transito PAL**
Introdurre in antenna un segnale
va colore. Regolare su bassa lum
tà. Regolare alternativamente
(fase PAL) e PC 18 (ampiezza P
modo tale che le zone acrom
(+ V ± U) rispettivamente la barre
lore porpora non presentino l'e
persiana (adoppiamento di line

3. **NTSC 3,58 MHz**
Mediante un generatore di segn
dio 4,5 MHz, entrare un segnale a
colorate NTSC 3,58 MHz tramite
sa d'antenna.

3.1 **Oscillatore di riferimento NTSC 3,58 MHz**

3.1.1 Saldare un ponticello dal pin 17 a
(massa) del TDA 4556.

3.1.2 Sistemare una resistenza da 1 ko
il pin 13 ed il pin 26 del TDA 4556
parecchio è ora impostato per il
NTSC.

3.1.3 Mediante il trimmer CC 41 sul m
NTSC **(fig. 4)** regolare in modo
passaggio dei colori sia il più lent
sibile.

3.1.4 Togliere il ponticello. La resister
sta saldata per il successivo a
mento.

3.2 **Trappola audio 4,5 MHz e trapp colore 3,58 MHz**

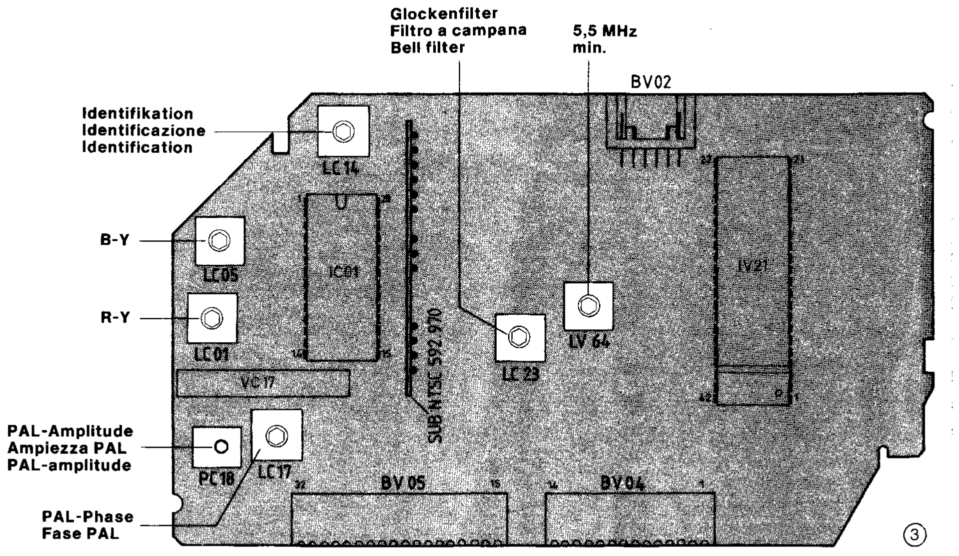
3.2.1 La resistenza resta saldata con
scritto sotto il punto 3.1.2.

3.2.2 Collegare l'oscilloscopio all'em
re di TV 60 sulla piastra di suppo
cinescopio.

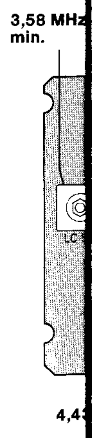
3.2.3 Mediante LC 54 sul modulo N
LC 57, regolare al minimo risp
mente il segnale audio ed il segn
lore.

3.2.4 Togliere la resistenza da 1 kohm

4. **NTSC 4,43 MHz**
Per ciò non occorre un allinea
supplementare.



Chroma-Video-Modul
Modulo crominanza video **592.963**
Chroma video module
Bestückungsseite – Lato componenti – Component side



NTSC-Modul
Modulo NTSC
NTSC-Module
Bestückungsseit

el modulo
a video
o NTSC

nale barra di colore
l'entrata d'antenna.

ssolana, regolare la
n LC 14 in modo tale
e sia esente dall'ef-
nte. Per la taratura fi-
are al piedino 21 del
etro a resistenza oh-
nte elevata. Consi-
urare la tensione ver-
e verso un separato-
ui entrata è di circa
nsione massima me-

Y

scopio al piedino 3
scita B-Y). Regolare
acromatiche del se-
re di colore in modo
ndino al livello della
one di riga **(fig. 1)**.

Y

scopio al piedino 1
a R-Y). Regolare con
matiche del segnale
ale che corrispondi-
cuna d'esplorazione

do viene il segnale
la presa Peritelevi-
. Collegare l'oscillo-
15 del TDA 4556. Ef-
zione con LC 23 in
mpiezze del segnale
no analogiche.

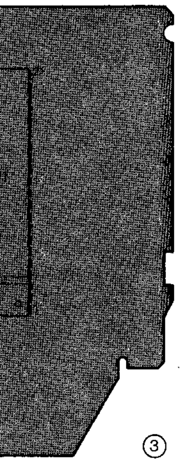
nale di barre di colo-
'entrata d'antenna.

e audio 5,5 MHz

scopio all'emettito-
losi sulla piastra col-
opio. Regolare su mi-
udio con LV 64.

rimento PAL

ello dal pin 17 al pin 9
556. In questo modo,
rito automaticamen-
ncronizzazione del-
rimento PAL è disin-


③

2.2.2 Sistemare una resistenza da 1 kohm tra il pin 13 (+ 12 V) ed il pin 28 del TDA 4556. L'apparecchio è ora impostato per il modo PAL.

2.2.3 Mediante il trimmer CC 43 sul modulo NTSC **(fig. 4)** regolare in modo che il passaggio dei colori sia il più lento possibile.

2.3.4 Togliere la resistenza da 1 kohm e il ponticello.

2.3 Decoder tempo di transito PAL
Introdurre in antenna un segnale di prova colore. Regolare su bassa luminosità. Regolare alternativamente LC 17 (fase PAL) e PC 18 (ampiezza PAL) in modo tale che le zone acromatiche (+ V ± U) rispettivamente la barre di colore porpora non presentino l'effetto persiana (adoppiamento di linee).

3. NTSC 3,58 MHz
Mediante un generatore di segnale audio 4,5 MHz, entrare un segnale a barre colorate NTSC 3,58 MHz tramite la presa d'antenna.

3.1 Oscillatore di riferimento NTSC-3,58 MHz

3.1.1 Saldare un ponticello dal pin 17 al pin 9 (massa) del TDA 4556.

3.1.2 Sistemare una resistenza da 1 kohm tra il pin 13 ed il pin 26 del TDA 4556. L'apparecchio è ora impostato per il modo NTSC.

3.1.3 Mediante il trimmer CC 41 sul modulo NTSC **(fig. 4)** regolare in modo che il passaggio dei colori sia il più lento possibile.

3.1.4 Togliere il ponticello. La resistenza resta saldata per il successivo allineamento.

3.2 Trappola audio 4,5 MHz e trappola colore 3,58 MHz

3.2.1 La resistenza resta saldata come descritto sotto il punto 3.1.2.

3.2.2 Collegare l'oscilloscopio all'emettitore di TV 60 sulla piastra di supporto del cinescopio.

3.2.3 Mediante LC 54 sul modulo NTSC e LC 57, regolare al minimo rispettivamente il segnale audio ed il segnale colore.

3.2.4 Togliere la resistenza da 1 kohm.

4. NTSC 4,43 MHz
Per ciò non occorre un allineamento supplementare.

B) Alignment of Chroma – Video-Module with NTSC-Module

1. SECAM
Apply a SECAM-color-bar signal to antenna input socket.

1.1 Identification
For coarse balancing, set color bars to flicker-free playback with LC 14. For fine tuning employ an extreme high-impedance voltmeter and connect to pin 21 of the TDA 4556. We recommend, to measure the voltage not against the ground, but on a voltage devider with a tapping connection at a level of 6 volts. With LC 14 adjust to maximum reading.

1.2 B-Y Demodulator
Connect the oscilloscope to pin 3 of TDA 4556 (B-Y output). With LC 05 set the monochrome (colorless) bars of the color-bars test pattern signal to the same level as the line blanking interval (see **fig. 1**).

1.3 R-Y Demodulator
Connect oscilloscope to pin 1 of TDA 4556 (R-Y output). With LC 01 set the monochrome bars of the test pattern signal to the same level as the line blanking interval (see **fig. 2**).

1.4 Bell filter
Apply a SECAM video signal into the SCART socket pin 20. Connect an oscilloscope to pin 15 of the TDA 4556. With LC 23 set the amplitudes of the different color bars to same level.

2. PAL
Apply PAL-color bar test pattern into the Antenna input socket.

2.1 5.5 MHz sound trap
Connect an oscilloscope probe to the emitter of transistor TV 60, positioned on the CRT-base plate. Align LV 64 to minimum sound carrier.

2.2.1 PAL-Reference-Oscillator 4.43 MHz
Solder a wire bridge from pin 17 to pin 9 (ground) of TDA 4556. This puts the colour killer out of action and simultaneously also the synchronization of the PAL-reference oscillator.

2.2.2 Solder a 1 kΩ resistor from pin 13 (+ 12 V) to pin 28 of TDA 4556, this fixes PAL operation.

2.2.3 With trimmer CC 43 of the NTSC-module **(fig. 4)** adjust the colour bars almost to beat-frequency.

2.2.4 Now remove the 1 kΩ resistor and the wire bridge.

2.3 PAL-delay-line decoder
Apply Philips-test pattern with low brightness level. Adjust LC 17 (PAL-phase) and PC 18 (PAL-amplitude) vice-versa, so that hannover-blinds do not occur in the complementary color bars yellow, cyan and magenta.

3. NTSC 3.58 MHz
Feed NTSC colour-bar-signal (3.58 MHz) and sound IF-signal of 4.5 MHz into antenna input socket.

3.1 NTSC-Reference-Oscillator 3.58 MHz

3.1.1 Solder a wire bridge from pin 17 to pin 9 (ground) of TDA 4556.

3.1.2 Now solder a 1 kΩ resistor from pin 13 to pin 26 of the TDA 4556. This fixes NTSC operation.

3.1.3 With trimmer CC 41 of the NTSC-module **(fig. 4)** adjust the colour bars almost to beat-frequency.

3.1.4 Remove the wire bridge. The 1 kΩ resistor remains in the circuit for the duration of the next alignment.

3.2 4.5 MHz Sound-trap and 3.58 MHz Subcarrier-trap

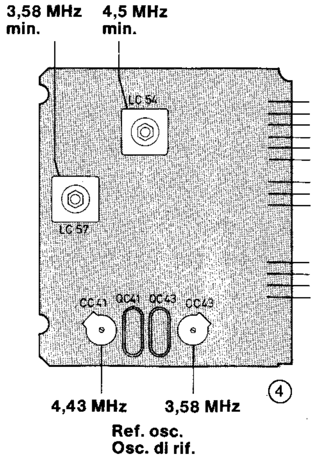
3.2.1 The resistor must be connected as described under paragr. 3.1.2.

3.2.2 Connect an oscilloscope to the emitter of transistor TV 60 on the CRT-base-plate.

3.2.3 Adjust sound carrier with LC 54 on the NTSC module and the colour-sub-carrier with LC 57 both to minimum amplitude.

3.2.4 Now remove the 1 kΩ resistor.

4. NTSC 4.43 MHz
For this, no further alignment is required.



④

NTSC-Modul
Modulo NTSC **592.970**
NTSC-Module
Bestückungsseite – Lato componenti – Component side

Abgleich des AM 6,5 MHz-/FM 4,5 MHz-Ton-Moduls

[nur bei Geräten mit SECAM-L (Frankreich) oder Multistandard]

1. Version AM/FM 5100 M (Abb. 5)

Ein Abgleich der 4,5-MHz-Ton-ZF-Kreise ist nicht erforderlich, da Keramikfilter eingesetzt sind. Zum Abgleich der 32,4-MHz-Ton-ZF-Kreise SECAM L-Testbild mit Sinuston-Modulation empfangen. Antennensignal soweit abschwächen, bis das Bild stark verrauscht ist, damit die automatische Verstärkungsregelung nicht anspricht. Oszilloskop an den NF-Ausgang Pin 6 des eingelöteten Submoduls und Masse anschließen. Die drei Kreise LZ 01, LZ 02 und LZ 04 auf maximale NF-Amplitude abgleichen **(Abb. 5).**

2. Version AM/FM 5101 M (Abb. 6)

Ein Abgleich der 4,5-MHz-Ton-ZF-Kreise ist nicht erforderlich, da Keramikfilter eingesetzt sind. Zum Abgleich der 32,4-MHz-Ton-ZF-Kreise SECAM L-Testbild mit Sinuston-Modulation empfangen. Antennensignal soweit abschwächen, bis das Bild stark verrauscht ist, damit die automatische Verstärkungsregelung nicht anspricht. Oszilloskop an den Pin 8 des TBA 120 T Position IX 46 (NF-Ausgang) und Masse anschließen. Die drei 32,4-MHz-Kreise LX 03, LX 09 und LX 22 **(Abb. 6)** auf maximale NF-Amplitude abgleichen.

Zum Abgleich des 38,9-MHz-Kreises LX 28 ein NTSC-3,58-MHz-Testbild mit Tonträger empfangen (Signal nicht abschwächen). Oszilloskop an den Pin 12 des TDA 4445 Position IX 28 (Ton-ZF-Ausgang) und Masse anschließen. Mit LX 28 die Reste der AM-Bildmodulation auf Minimum abgleichen, so daß nur noch der FM-Tonträger sichtbar ist.

Allineamento del modulo audio AM 6,5 MHz/FM 4,5 MHz

[solo per televisori con SECAM L (Francia) o multinorme]

1a. Versione AM/FM 5100 M (fig. 5)

Un allineamento dei circuiti 4,5 MHz audio FI non è necessario, siccome sono incorporati filtri ceramici. Per l'allineamento dei circuiti 32,4 MHz audio FI, introdurre in antenna un'immagine di prova SECAM L con modulazione audio sinosuidale. Attenuare il segnale d'antenna finché l'immagine presenti un forte fruscio, per evitare che il controllo automatico dell'amplificazione risponda. Collegare l'oscilloscopio all'uscita BF Pin 6 del submodulo saldato e a massa. Allineare i circuiti LZ 01, LZ 02, LZ 04 sull'ampiezza massima BF **(fig. 5).**

2a. Versione AM/FM 5101 M (fig. 6)

Un allineamento dei circuiti 4,5 MHz audio FI non è necessario, siccome sono incorporati filtri ceramici. Per l'allineamento dei circuiti 32,4 MHz audio FI, introdurre in antenna un'immagine di prova SECAM L con modulazione audio sinosuidale. Attenuare il segnale d'antenna finché l'immagine presenti un forte fruscio, per evitare che il controllo automatico dell'amplificazione risponda. Collegare l'oscilloscopio all Pin 8 del TBA 120 T posizione IX 46 (uscita Bassa Frequenza) ed alla massa. Sintonizzare i tre circuiti 32,4 MHz LX 03, LX 09 e LX 22 **(fig. 6)** sull'amplitudine BF massima.

Per sintonizzare il circuito 38,9 MHz LX 28, ricevere un'immagine di prova NTSC-3,58 MHz con portante audio (non indebolire il segnale). Collegare poi l'oscilloscopio al Pin 12 del TDA 4445 B posizione IX 28 (uscita audio – FI) ed alla massa. Mediante LX 28, sintonizzare al minimo i resti della modulazione immagine AM in modo che solo la portante audio FM sia visibile.

Alignment of the AM 6.5 MHz-/FM 4.5 MHz-sound-module

[only for sets with SECAM-L standard (France) or multistandard]

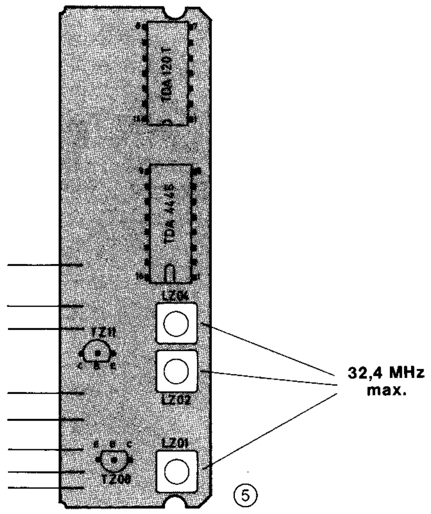
1rst Version AM/FM 5100 M (fig. 5)

An alignment of the 4.5 MHz-sound-IF circuits is not necessary, because of ceramic filters fitted. For alignment of the 32.4 MHz-sound-IF circuits, apply a SECAM-L testpattern and a sound-signal sinus-modulated. Attenuate the antenna signal until the picture shows a high content of noice (snow) thus, the AGC is not working. Connect an oscilloscope to the AF-output pin 6 of the fitted submodule (screen wire to ground). Align the three circuits LZ 01, LZ 02 and LZ 04 to maximum output **(fig. 5).**

2nd Version AM/FM 5101 M (fig. 6)

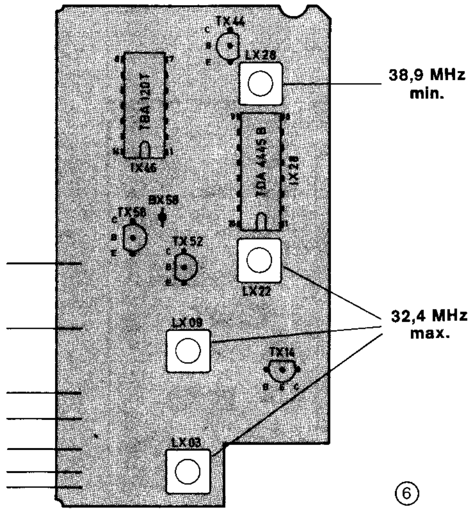
An alignment of the 4.5 MHz-sound-IF circuits is not necessary, because of ceramic filters fitted. For alignment of the 32.4 MHz-sound-IF circuits, apply a SECAM-L testpattern and a sound-signal sinus-modulated. Attenuate the antenna signal until the picture shows a high content of noice (snow) thus, the AGC is not working. Connect an oscilloscope to pin 8 of TBA 120 T position IX 46 (AF-output) and ground and align the three 32.4 MHz filters LX 03, LX 09, and LX 22 to maximum AF-output **(fig. 6).**

For alignment of the 38.9 MHz-circuit LX 28 it is required to receive a 3.58-MHz-NTSC test pattern with sound-carrier (do not attenuate the signal). Connect oscilloscope to pin 12 of TDA 4445 B position IX 28 (sound IF-output) and ground. Adjust the rest AM-picture modulation with LX 28 to minimum, thus only the FM-sound-carrier remains visible.



⑤

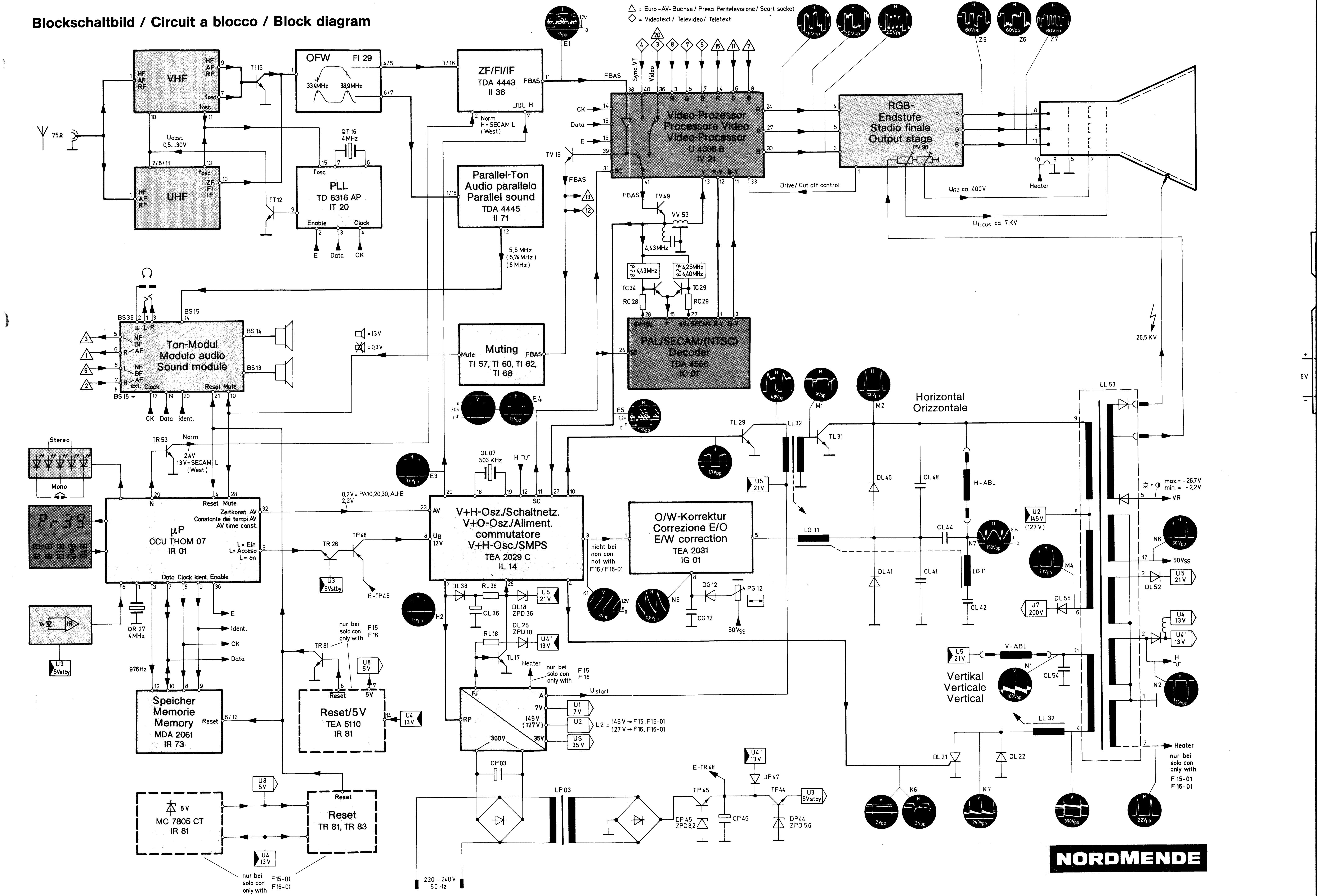
AM 6,5 MHz-/FM 4,5 MHz-Ton-Modul
Modulo audio AM 6,5 MHz/FM 4,5 MHz
AM 6.5 MHz-/FM 4.5 MHz-sound-module
AM/FM 5100 M
592.758
Bestückungsseite – Lato componenti – Component side

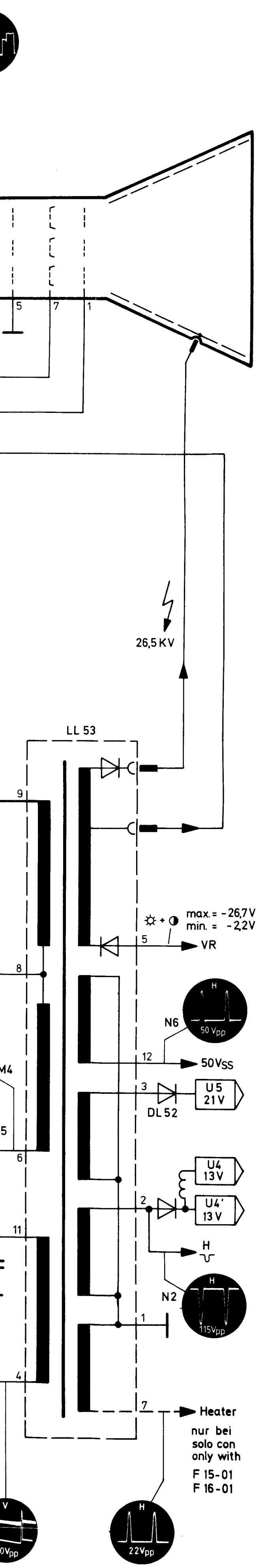


⑥

AM 6,5 MHz-/FM 4,5 MHz-Ton-Modul
Modulo audio AM 6,5 MHz/FM 4,5 MHz
AM 6.5 MHz-/FM 4.5 MHz-sound-module
AM/FM 5101 M
592.984
Bestückungsseite – Lato componenti – Component side

Blockschaltbild / Circuit a blocco / Block diagram

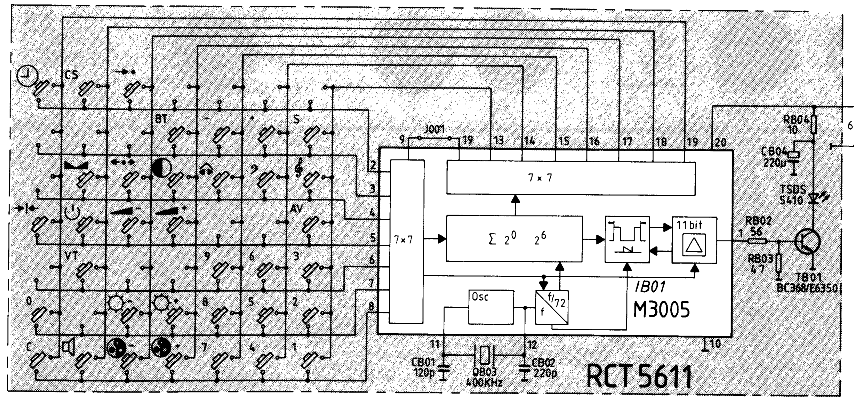

△ = Euro-AV-Buchse / Presa Peritelevisione / Scart socket
◇ = Videotext / Televideo / Teletext
VHF
HF AF RF
UHF
ZF FI IF
fosc
Uabst 0,5...30V
75Ω
TI 16
TT 12
OFW
FI 29
33,4MHz
38,9MHz
PLL
TD 6316 AP
IT 20
Enable
Clock
E
Data
CK
QT 16 4MHz
ZF/FI/IF
TDA 4443
II 36
FBAS
Norm
H = SECAM L (West)
E1
3Vpp
Parallel-Ton
Audio parallelo
Parallel sound
TDA 4445
II 71
5,5 MHz (5,74MHz) (6 MHz)
Sync. VT
Video
Video-Prozessor
Processore Video
Video-Processor
U 4606 B
IV 21
R G B R G B
SC
Y R-Y B-Y
TV 16
TV 49
VV 53
4,43MHz
4,25MHz
4,40MHz
TC 34
TC 29
RC 28
RC 29
PAL/SECAM/(NTSC)
Decoder
TDA 4556
IC 01
6V=PAL
F
6V=SECAM
RGB-
Endstufe
Stadio finale
Output stage
PV 90
Drive / Cut off control
UG2 ca. 400V
Ufocus ca. 7 KV
Heater
Z5
Z6
Z7
2,5Vpp
60Vpp
26,5 KV
Ton-Modul
Modulo audio
Sound module
NF BF AF
ext.
Clock
Reset
Mute
BS 13
BS 14
BS 15
BS 36
CK Data Ident.
= 13V
= 0,3V
Muting
Mute
FBAS
TI 57, TI 60, TI 62, TI 68
E4
E5
Stereo
Mono
Pr 39
TR 53
Norm
2,4V
13V = SECAM L (West)
µP
CCU THOM 07
IR 01
Zeitkonst. AV
Costante dei tempi AV
AV time const.
L = Ein
L = Acceso
L = on
Data Clock Ident. Enable
0,2V = PA10,20,30, AU-E
2,2V
TR 26
TP 48
E-TP45
U3 5Vstby
IR
QR 27 4MHz
976Hz
Ident.
CK
Data
Speicher
Memorie
Memory
MDA 2061
IR 73
Reset/5V
TEA 5110
IR 81
TR 81
nur bei solo con only with F15 F16
U8 5V
U4 13V
MC 7805 CT
IR 81
5 V
Reset
TR 81, TR 83
nur bei solo con only with F15-01 F16-01
E3
QL 07 503 KHz
V+H-Osz./Schaltnetz.
V+O-Osz./Aliment. commutatore
V+H-Osc./SMPS
TEA 2029 C
IL 14
AV
UB 12V
H2
DL 38
RL 36
CL 36
DL 18 ZPD 36
DL 25 ZPD 10
RL 18
TL 17
U5 21V
U4' 13V
FJ
RP
A
Ustart
7V
145V (127V)
35V
300V
U1 7V
U2
U5 35V
U2 = 145V → F15, F15-01
127V → F16, F16-01
CP 03
LP 03
220 - 240V 50 Hz
E-TR 48
TP 45
DP 45 ZPD 8,2
CP 46
DP 47
TP 44
DP 44 ZPD 5,6
U3 5Vstby
nicht bei non con not with F16 / F16-01
O/W-Korrektur
Correzione E/O
E/W correction
TEA 2031
IG 01
K1
N5
DG 12
PG 12
CG 12
50VSS
TL 29
LL 32
TL 31
M1
M2
48Vpp
9Vpp
1200Vpp
DL 46
CL 48
DL 41
CL 41
LG 11
CL 44
N7
150Vpp
H-ABL
CL 42
Horizontal
Orizzontale
LL 53
U2 145V (127V)
max. = -26,7V
min. = -2,2V
VR
N6
50Vss
M4
DL 52
U5 21V
U7 200V
DL 55
U4 13V
U4' 13V
Vertikal
Verticale
Vertical
U5 21V
V-ABL
N1
CL 54
N2
LL 32
DL 21
DL 22
K6
K7
Heater
nur bei solo con only with F 15-01 F 16-01
2Vpp
240Vpp
390Vpp
22Vpp
NORDMENDE

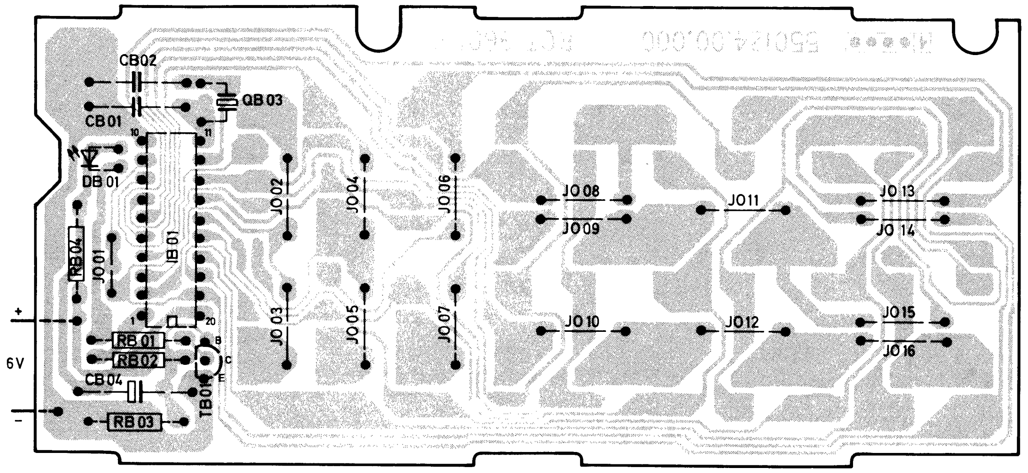

26,5 KV
LL 53
DL 52
U5 21V
U4 13V
U4' 13V
50VSS
VR
max. = -26,7V
min. = -2,2V
N6
N2
Heater
nur bei solo con only with F 15-01 F 16-01

ORDMENDE

Infrarot-Fernbedienung
Telecomando infrarossi
Infra-red remote control

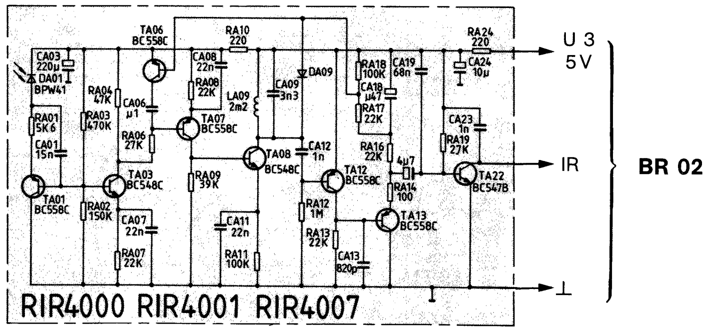
Computer Control 6
583.559

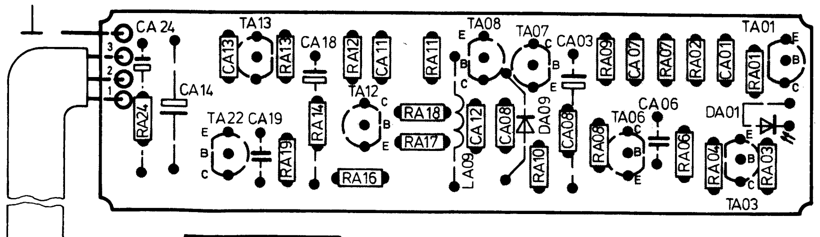

IB01
M3005
RCT 5611
7×7
Osc
11 bit
RB04 10
CB04 220µ
TSDS 5410
RB02 56
RB03 4,7
TB01 BC368/E6350
CB01 120p
QB03 400KHz
CB02 220p
6V


CB02
CB01
QB03
DB01
RB04
J001
IB01
RB01
RB02
RB03
CB04
TB01
J002
J003
J004
J005
J006
J007
J008
J009
J010
J011
J012
J013
J014
J015
J016
6V

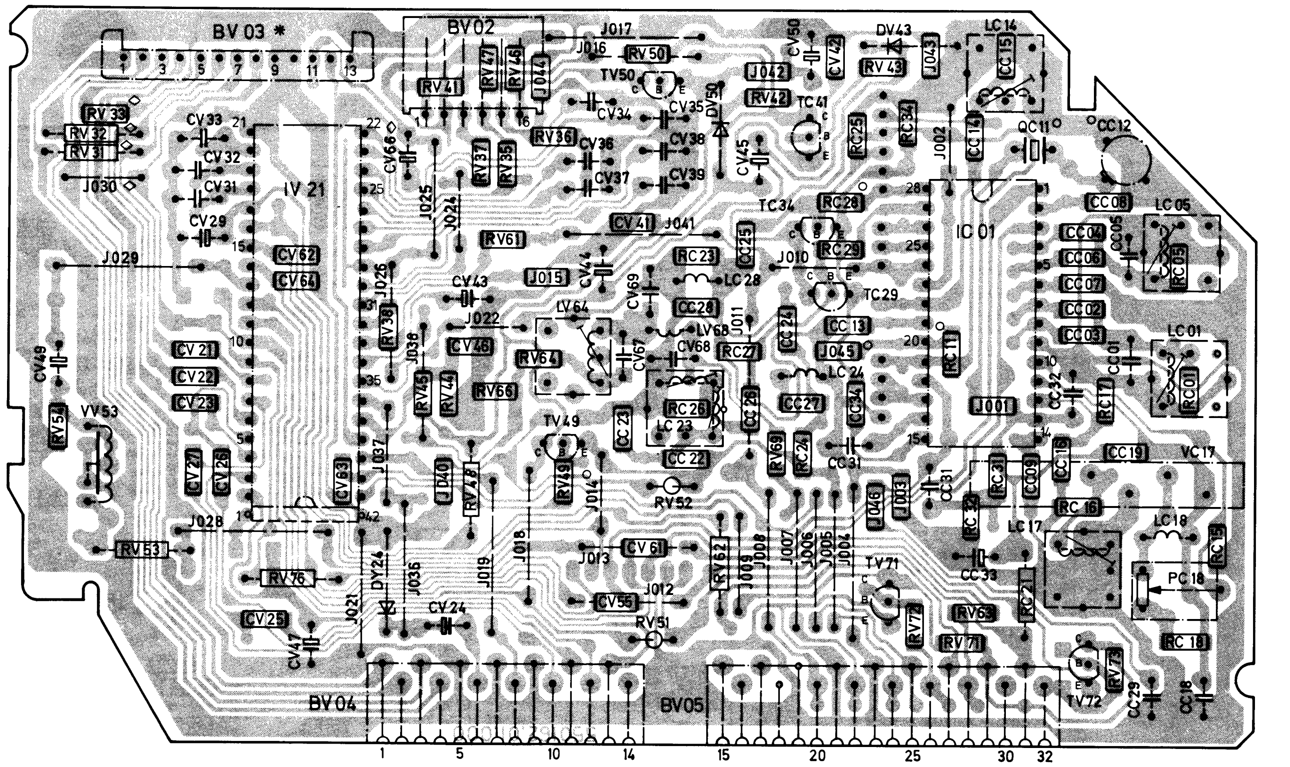
Leiterplatte Infrarot-Fernbedienung
Piastra Telecomando infrarossi
P.C.B. Infra-red remote control
Computer Control 6
583.559
Lötseite – Lato saldature – Soldered side

Infrarot-Vorverstärker
Preamplificatore infrarossi
Infra-red pre-amplifier
583.521 B/C
583.558


U 3 5V
IR
BR 02
RIR4000 RIR4001 RIR4007
TA01 BC558C
TA03 BC548C
TA06 BC558C
TA07 BC558C
TA08 BC548C
TA12 BC558C
TA13 BC558C
TA22 BC547B
DA01 BPW41
DA09

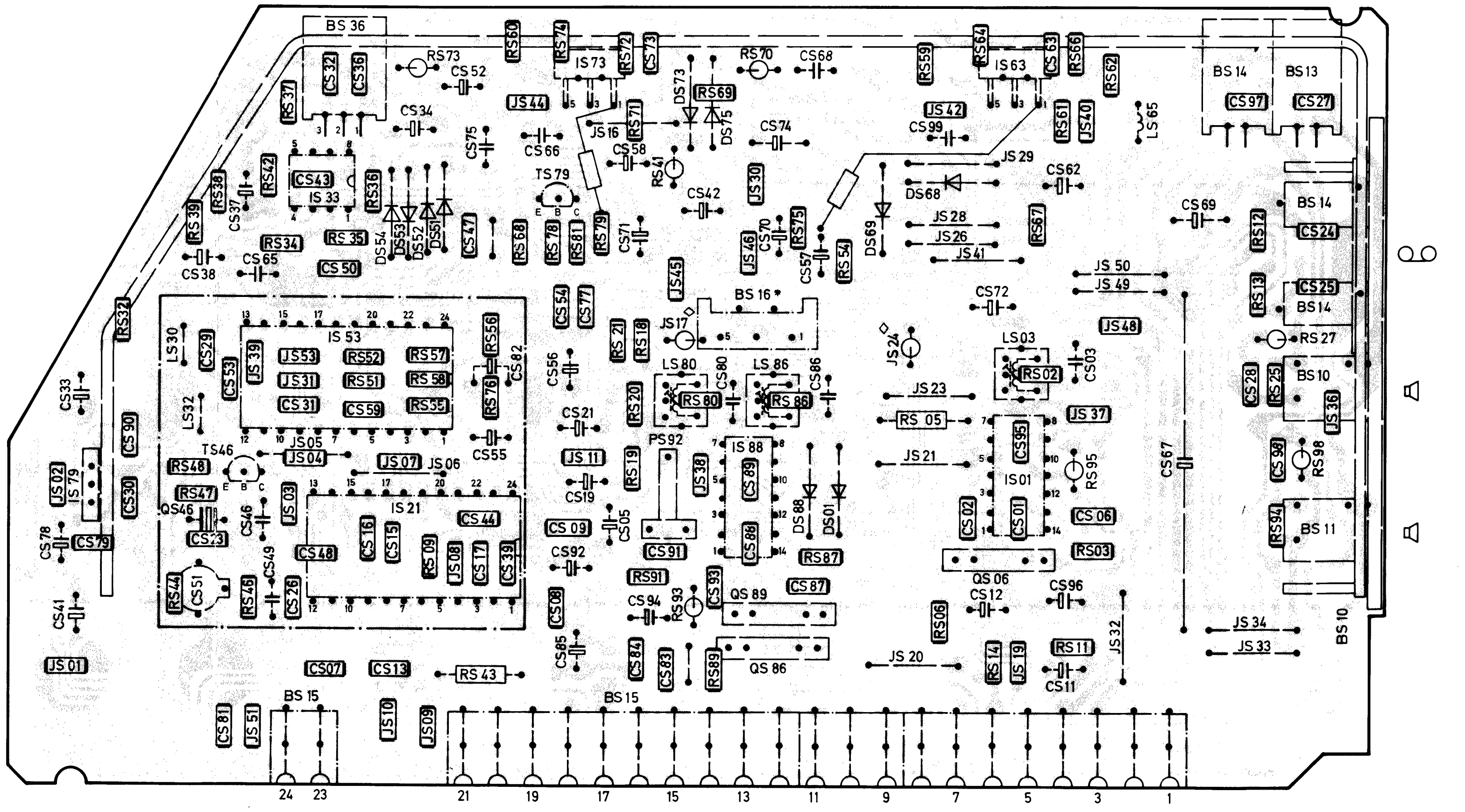

CA24
TA13
CA18
RA12
CA11
TA08
TA07
CA03
TA01
CA14
TA12
RA18
RA17
DA09
TA06
CA06
DA01
TA22
CA19
RA16
TA03

Leiterplatte Infrarot-Vorverstärker
Piastra preamplificatore infra
P.C.B. Infra-red pre-amplifier
583.521 B/C
583.558
Lötseite – Lato saldature – Soldered side


BV 03 *
BV02
BV04
BV05
IV 21
IC 01
LC 14
LC 05
LC 01
LC 18
LC 17
QC11
TC41
TC34
TC29
TV50
TV49
TV71
TV72
PC 18
VC17
VV53
1
5
10
14
15
20
25
30
32

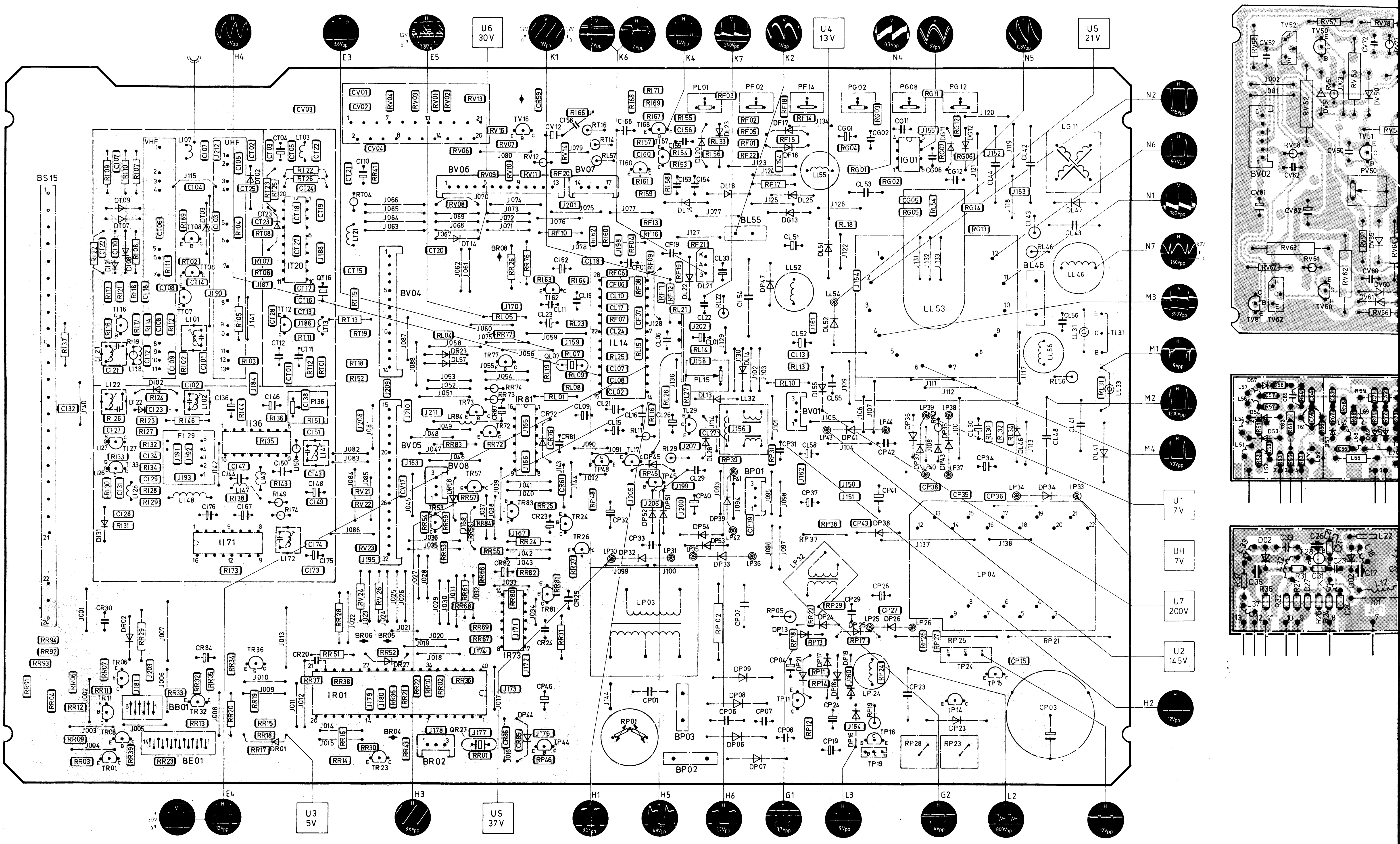
Chroma-Video-Modul 592.730
Modulo crominanza video 592.915
Chroma video module 592.963
Lötseite – Lato saldature – Soldered side

✱	nur bei/solo con/only with	592.915
◇	nicht bei/non con/not with	592.915
○	nicht bei/non con/not with	592.963


BS 36
BS 14
BS 13
BS 10
BS 11
BS 15
BS 16
IS 53
IS 33
IS 21
IS 01
IS 73
IS 63
IS 88
LS 03
LS 80
LS 86
LS 30
LS 32
TS 79
TS46
QS46
QS 06
QS 89
QS 86
PS92
24
23
21
19
17
15
13
11
9
7
5
3
1

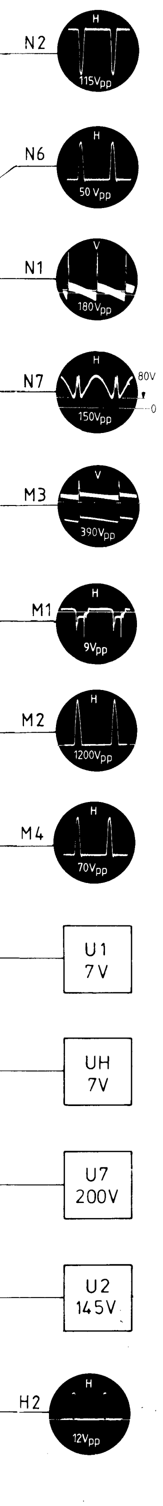
Ton-Modul 592.726
Modulo audio 592.750
Sound module 592.917
Lötseite – Lato saldature – Soldered side

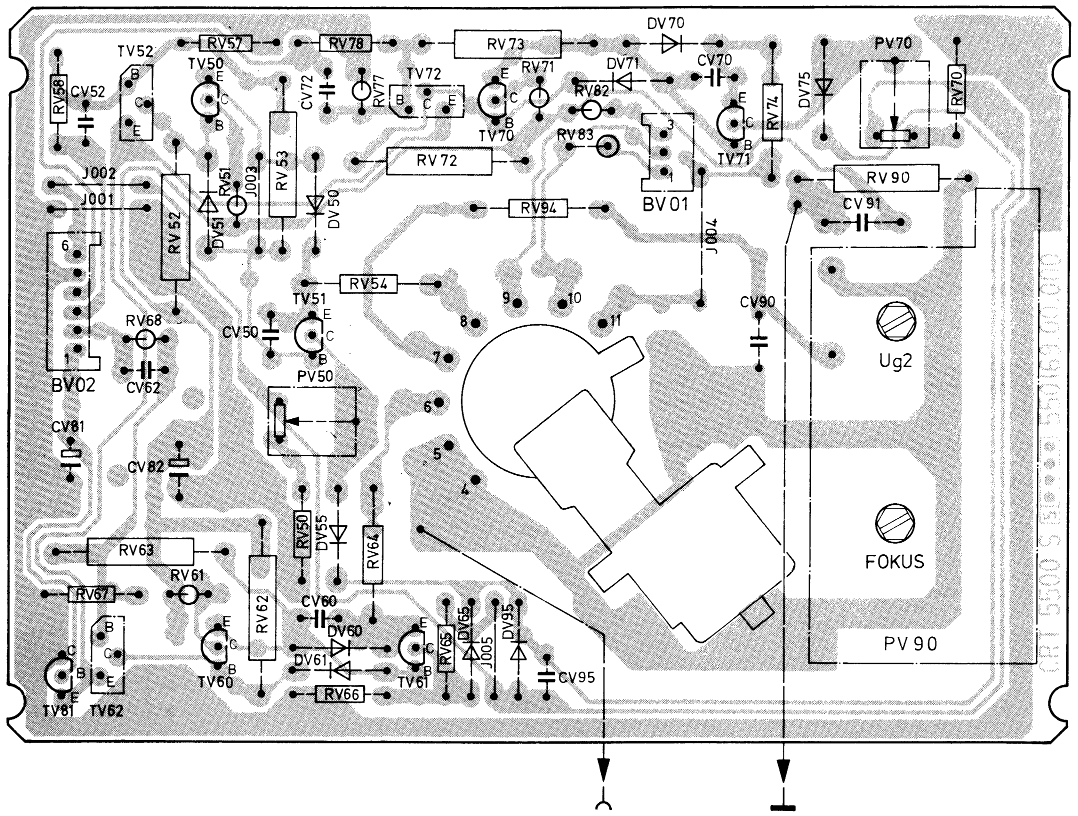
•	nur bei/solo con/only with	592.726
◇	nicht bei/non con/not with	592.726


H4 3Vpp
E3 3,6Vpp
E5 1,8Vpp
U6 30V
K1 3Vpp
K6 2Vpp 2Vpp
K4 14Vpp
K7 240Vpp
K2 4Vpp
U4 13V
N4 0,3Vpp
3Vpp
N5 0,8Vpp
U5 21V
N2 115Vpp
N6 50Vpp
N1 180Vpp
N7 150Vpp
M3 390Vpp
M1 9Vpp
M2 1200Vpp
M4 70Vpp
U1 7V
UH 7V
U7 200V
U2 145V
H2 12Vpp
E4 12Vpp
U3 5V
H3 3,6Vpp
US 37V
H1 3,2Vpp
H5 48Vpp
H6 1,7Vpp
G1 3,7Vpp
L3 9Vpp
G2 4Vpp
L2 800Vpp
12Vpp
BS15
VHF
UHF
BV04
BV05
BV06
BV07
BV08
BV01
BV02
IT20
IL14
IR81
IR73
IR01
I136
I171
F129
IG01
LL52
LL53
LL55
LL46
LL56
LG11
BL55
BL46
LP03
LP04
LP24
BP01
BP02
BP03
RP01
CP03
BR02
BE01
BB01

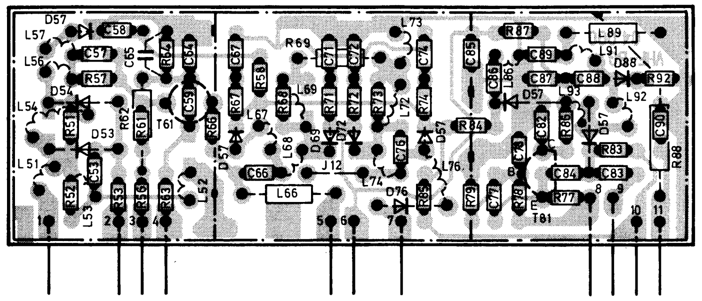
Grundplatte
Piastra di base F15
Basic P.C.B.
Lötseite – Lato saldature – Soldered side

NORDMENDE

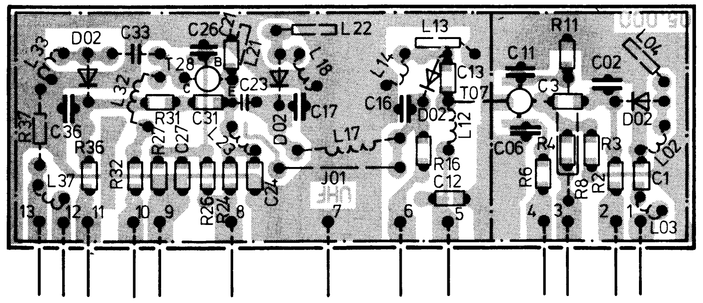

N2
115Vpp
N6
50Vpp
N1
180Vpp
N7
80V
0
150Vpp
M3
390Vpp
M1
9Vpp
M2
1200Vpp
M4
70Vpp
U1 7V
UH 7V
U7 200V
U2 145V
H2
12Vpp


RV57
RV78
RV73
DV70
TV52
TV50
TV72
RV71
CV70
PV70
DV71
RV82
RV83
TV70
TV71
RV74
DV75
RV70
RV72
BV01
RV90
CV91
RV94
J002
J001
RV52
DV51
RV53
DV50
RV54
J004
CV90
BV02
RV68
CV62
TV51
CV50
PV50
Ug2
CV81
CV82
RV63
RV61
RV50
DV55
RV64
FOKUS
RV67
RV62
CV60
DV60
DV61
RV65
DV65
J005
DV95
CV95
PV 90
TV60
TV61
TV62
RV66

Bildrohranschluß-Platine
Piastra zoccolo cinescopio
P.C.B. CRT socket
592.908
Lötseite
Lato saldature
Soldered side


L57
D57
C58
L56
C57
R57
R64
R69
L73
R87
L89
D88
R92
L54
D54
D53
R61
L69
L68
L72
L92
D57
R84
R83
R86
L51
R51
R52
L53
L52
C66
L66
J12
L74
D76
L76
C84
C83
R77
T81
R88

Leiterplatte VHF
Piastra VHF 276.798
P.C.B. VHF
Lötseite – Lato saldature – Soldered side


D02
C33
C26
L22
L13
R11
L33
T28
L18
C23
C13
T07
C11
C02
C03
R37
C36
R36
L32
R31
C31
C17
C16
D02
L12
C06
R4
R3
L02
L37
R32
R27
R26
L17
J01
R16
C12
R6
R8
R2
C1
L03

Leiterplatte UHF
Piastra UHF 276.799
P.C.B UHF
Lötseite – Lato saldature – Soldered side

Chassis F 15 110°

785.503.B 00 104

85.501.B 00 100

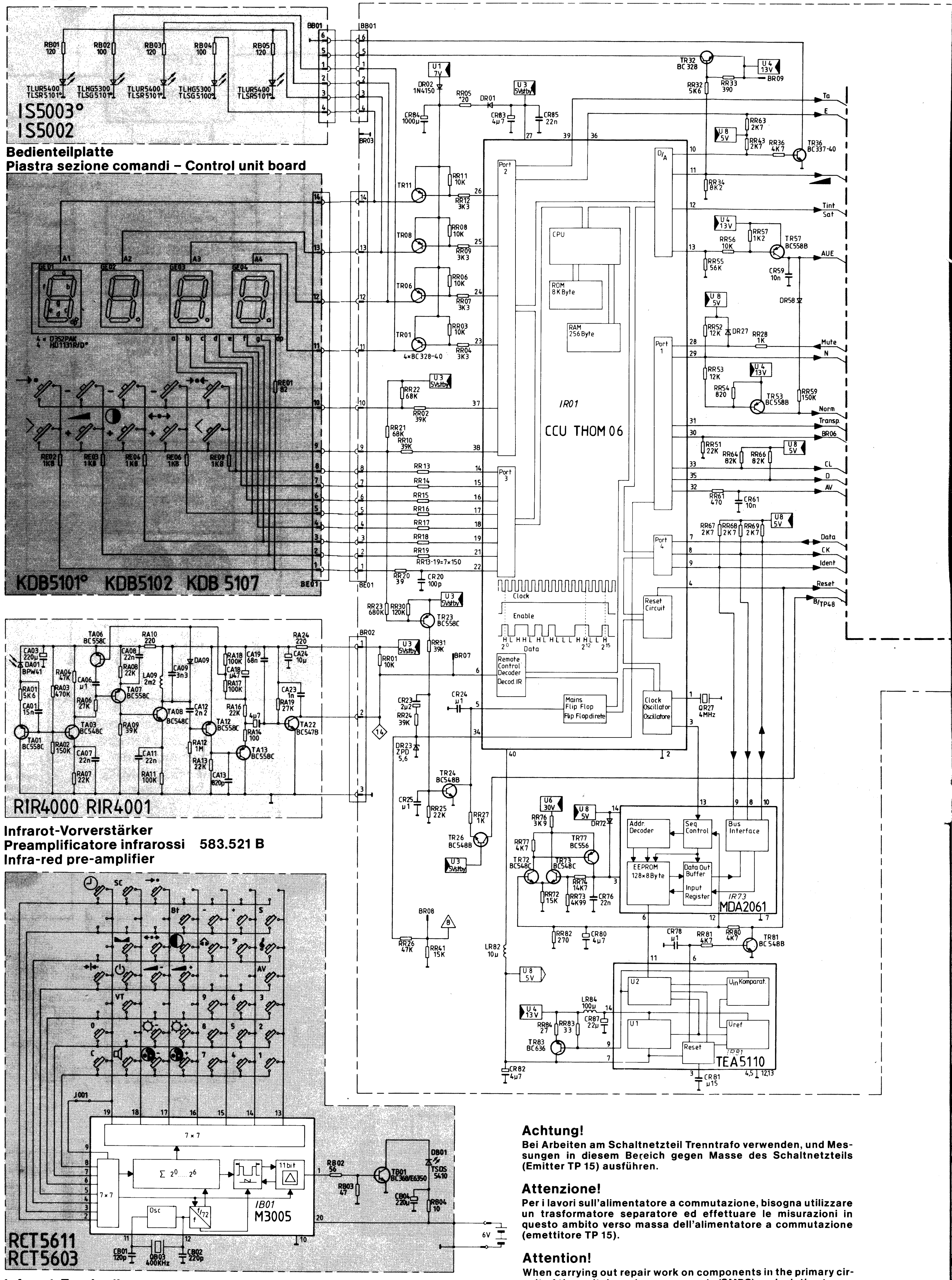
85.502.B 00 103

△ = Euro-AV-Buchse
Presa Peritelevisione
Eurosocket

1 NF/AF 'R' ⊖ BF 'D' 0.5 V RMS	12 x
2 NF/AF 'R' ⊖ BF 'D' 0.5 V RMS	13 ⊥ Video R
3 NF/AF 'L' ⊖ BF 'S' 0.5 V RMS	14 x
4 ⊥ NF/AF BF	15 Video R ⊖ 0.7 V RMS
5 ⊥ Video B	16 Blanking ⊖ Spegnim. Video
6 NF/AF 'L' ⊖ BF 'S' 0.5 V RMS	17 ⊥ Video
7 Video B ⊖ 0.7 V RMS	18 ⊥ Blanking Spegnimento
8 Mode AV ≙ 12 V	19 Video ⊖ 1 Vpp/75 Ω
9 ⊥ Video G/V	20 Video ⊖ 1 Vpp/75 Ω
10 x	21 ⊥ Chassis Telaio
11 Video G/V ⊖ 0.7 V RMS	V RMS = Veff Vpp = Vss

NORDMENDE

Leiterplatte LED
Piastra LED
P.C.B. LED


BB01
RB01 120
RB02 100
RB03 120
RB04 100
RB05 120
TLUR5400 TLSR5101
TLHG5300 TLSG5101
IS5003°
IS5002
KDB5101°
KDB5102
KDB 5107
BE01
RIR4000 RIR4001
BPW41
RCT5611
RCT5603
IB01 M3005
7×7
Osc
400kHz
TB01 BC368/E6350
DB01 TSOS 5410
6V
IR01
CCU THOM 06
CPU
ROM 8 KByte
RAM 256 Byte
Port 1
Port 2
Port 3
Port 4
D/A
Clock
Enable
Data
Remote Control Decoder
Mains Flip Flop
Clock Oscillator
Reset Circuit
QR27 4MHz
IR73 MDA2061
Addr Decoder
Seq Control
Bus Interface
EEPROM 128×8Byte
Data Out Buffer
Input Register
TEA5110
Uin Komparat.
Uref
Reset
TR32 BC328
TR36 BC337-40
TR57 BC558B
TR53 BC558B
TR23 BC558C
TR24 BC548B
TR26 BC548B
TR77 BC556
TR81 BC548B
TR83 BC636
Ta
E
Tint
Sat
AUE
Mute
N
Norm
Transp
BR06
CL
D
AV
Data
CK
Ident
Reset
B/TP48
U1 7V
U3 5Vstby
U4 13V
U6 30V
U8 5V

Bedienteilplatte
Piastra sezione comandi – Control unit board

Infrarot-Vorverstärker
Preamplificatore infrarossi 583.521 B
Infra-red pre-amplifier

Infrarot-Fernbedienung
Telecomando infrarossi
Infra-red remote control

Computer Control 6
583.559

Achtung!

Bei Arbeiten am Schaltnetzteil Trenntrafo verwenden, und Messungen in diesem Bereich gegen Masse des Schaltnetzteils (Emitter TP 15) ausführen.

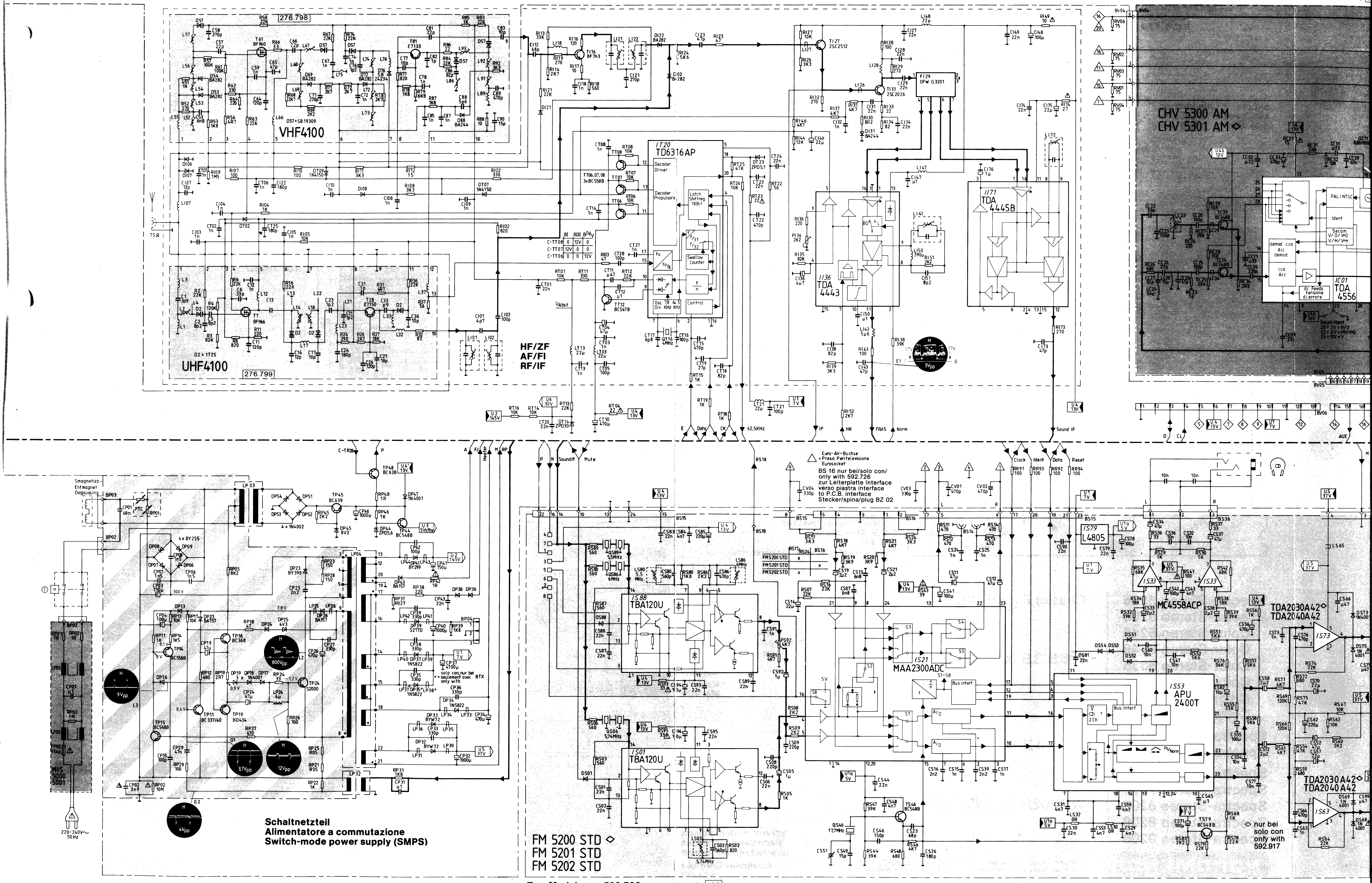
Attenzione!

Per i lavori sull'alimentatore a commutazione, bisogna utilizzare un trasformatore separatore ed effettuare le misurazioni in questo ambito verso massa dell'alimentatore a commutazione (emettitore TP 15).

Attention!

When carrying out repair work on components in the primary circuit of the switch mode power supply (SMPS), an isolating transformer must be employed. Measurements to be taken against ground within the primary side of the SMPS (emitter of TP 15).

Chroma-Video-Modul 592.730 → Chassis [1]
Modulo crominanza video 592.915 → Chassis [1]
Chroma video module


VHF4100
276.798
UHF4100
276.799
D57 = SB 19309
D2 = 1T25
HF/ZF
AF/FI
RF/IF
IT20 TD6316AP
Decoder Driver
Decoder Propulsore
Latch Shiftreg 18Bit
Swallow Counter
Control
TT06, 07, 08 3×BC558B
F129 OFW G3201
I136 TDA 4443
I171 TDA 4445B
CHV 5300 AM
CHV 5301 AM ◇
IC01 TDA 4556
PAL/NTSC
Ident
Secam
IF
HK
FBAS
Norm
Sound IF
E
Data
CK
62,5KHz
Smagnetizz.- Entmagnet Degaussing
220–240V~ 50Hz
M15 5000 5001
4 x BY255
4 x 1N4002
9Vpp
800Vpp
3,7Vpp
12Vpp
4Vpp
3Vpp
solo con/nur bei seulement avec only with BTX
Euro-AV-Buchse = Presa Peritelevisione Eurosocket
BS 16 nur bei/solo con/ only with 592.726 zur Leiterplatte Interface verso piastra interface to P.C.B. interface Stecker/spina/plug BZ 02
IS88 TBA120U
IS01 TBA120U
IS21 MAA2300ADC
IS53 APU 2400T
IS79 L4805
MC4558ACP
TDA2030A42◇
TDA2040A42
IS73
IS63
FM5200 STD
FM5201 STD
FM5202 STD
Clock
Ident
Data
Reset
Mute
Bus Interf.
◇ nur bei solo con only with 592.917

Schaltnetzteil
Alimentatore a commutazione
Switch-mode power supply (SMPS)

FM 5200 STD ◇
FM 5201 STD
FM 5202 STD

Ton-Modul 592.726 → Chassis [100]
Modulo audio 592.750 → Chassis [103]
Sound module 592.917 → Chassis [104]

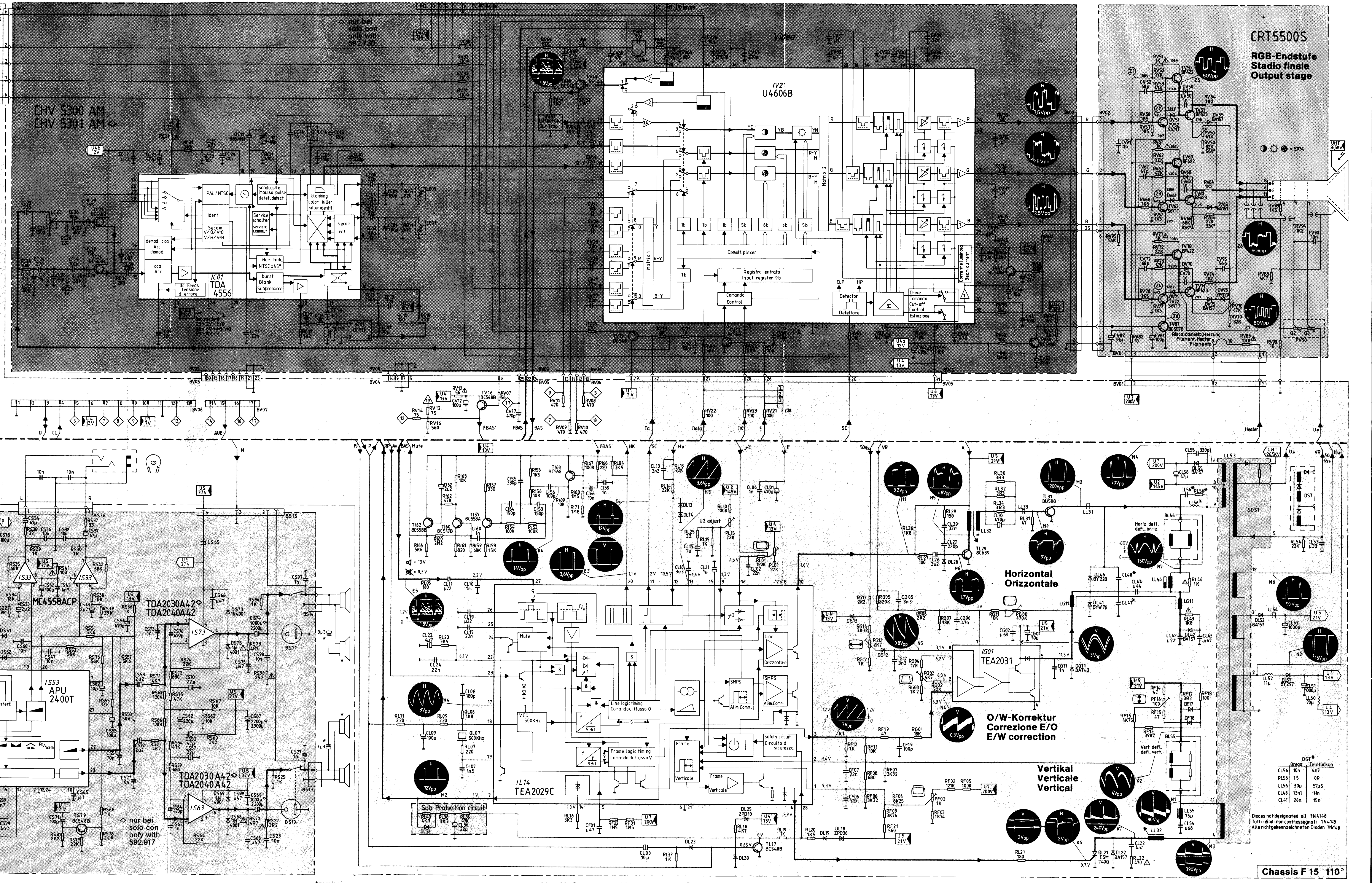
Chroma-Video-Modul
Modulo crominanza video
Chroma video module

592.730 ⟶ Chassis 103, 104
592.915 ⟶ Chassis 100

BV 03 nur bei 592.915, zur Leiterplatte Interface, Stecker BZ 03
BV 03 solo con 592.915, verso piastra interface, spina BZ 03
BV 03 only with 592.915, to P.C.B. interface, plug BZ 03

Bildrohranschluß-Platine
Piastra zoccolo cinescopio
P.C.B. CRT socket

592.908


CHV 5300 AM
CHV 5301 AM ◇
◇ nur bei solo con only with 592.730
IC01 TDA 4556
IV2' U4606B
Demultiplexer
Registro entrata Input register 9b
Comando Control
Detector Detettore
CRT5500S
RGB-Endstufe
Stadio finale
Output stage
Riscaldamento, Heizung Filament, Heater, Filamento
MC4558ACP
IS53 APU 2400T
TDA2030A42◇
TDA2040A42
TDA2030A42◇
TDA2040A42
◇ nur bei solo con only with 592.917
IL14 TEA2029C
Sub Protection circuit
Line logic timing Comando di flusso O
Frame logic timing Comando di flusso V
Safety circuit Circuito di sicurezza
VCO 500KHz
Horizontal
Orizzontale
IG01 TEA2031
O/W-Korrektur
Correzione E/O
E/W correction
Vertikal
Verticale
Vertical
Horiz. defl. defl. orizz.
Vert. defl. defl. vert.
SDST
DST*
Diodes not designated all 1N4148
Tutti diodi non contressegnati 1N4148
Alle nicht gekennzeichneten Dioden 1N4148
Chassis F 15 110°

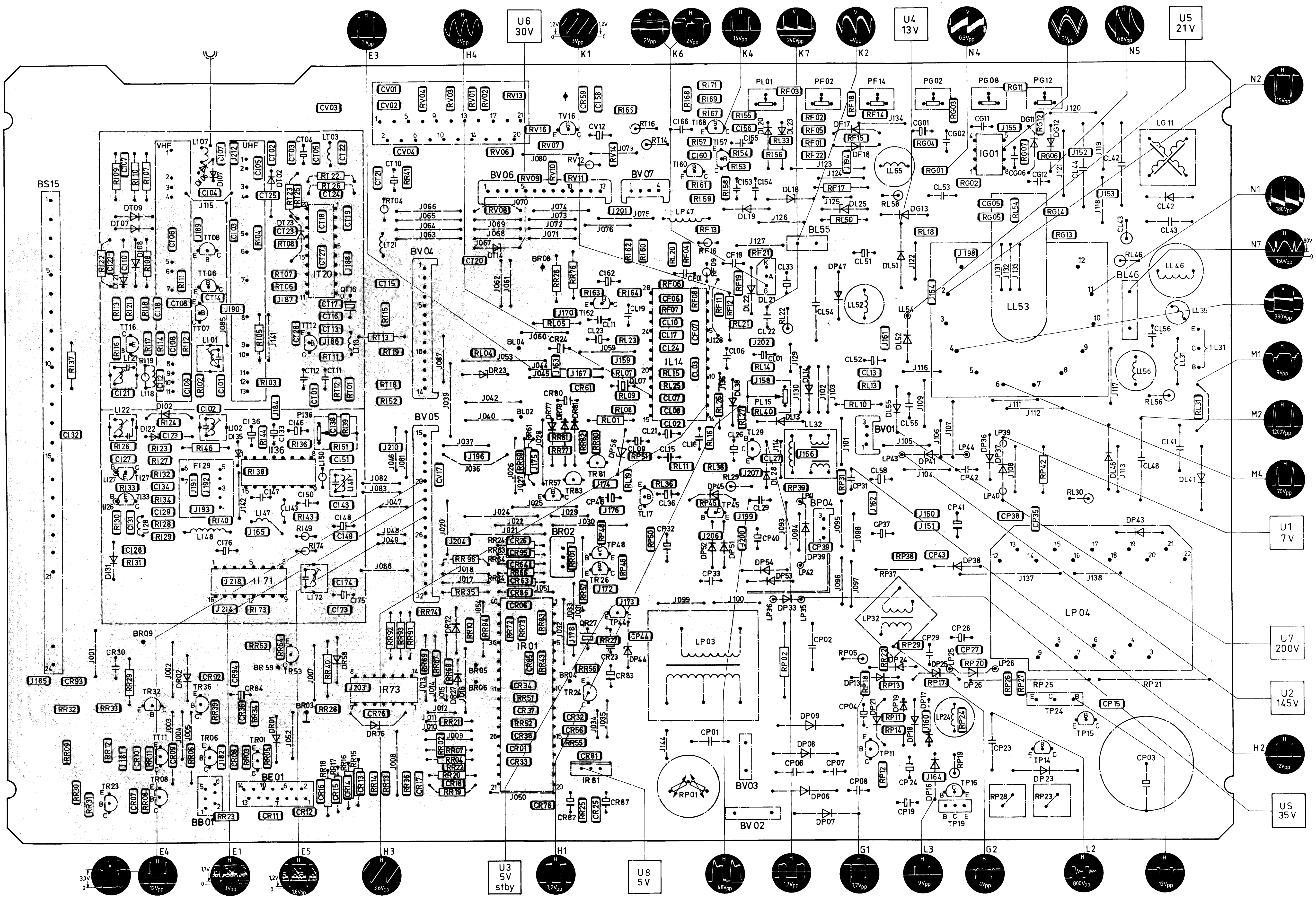
*nur bei
solo con
only with

Spectra 6300/7000
Spectra 8205/8208

V + H-Generator/Ansteuerung Schaltnetzteil
Generatore V + O/azionamento aliment. commutat.
V + H generator/control of SMPS

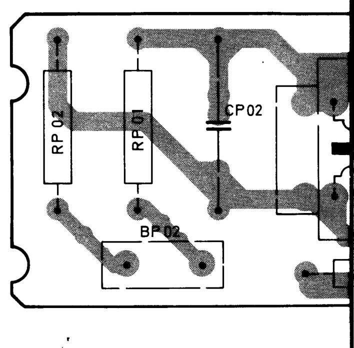
Leiterplatte LED
Piastra LED
P.C.B. LED

nur bei Color-Stereo
solo con 5335
only with 5338



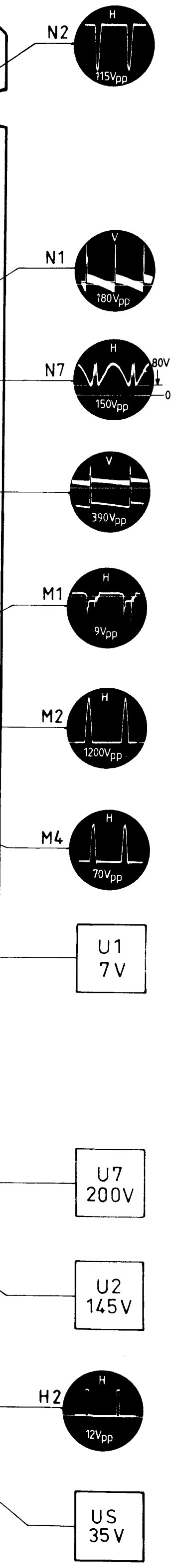
E3
1Vpp
H4
3Vpp
U6
30V
K1
3Vpp
K6
2Vpp
2Vpp
K4
14Vpp
K7
240Vpp
K2
4Vpp
U4
13V
N4
0,3Vpp
3Vpp
N5
0,8Vpp
U5
21V
N2
115Vpp
N1
180Vpp
N7
150Vpp
M1
9Vpp
M2
1200Vpp
M4
70Vpp
U1
7V
U7
200V
U2
145V
H2
12Vpp
US
35V
L2
800Vpp
12Vpp
G2
4Vpp
L3
9Vpp
G1
3,7Vpp
1,7Vpp
48Vpp
U8
5V
H1
3,2Vpp
U3
5V
stby
H3
3,6Vpp
E5
1,8Vpp
E1
3Vpp
E4
12Vpp
BS15
VHF
UHF
IT20
BV04
BV05
BV06
BV07
IL14
IR01
IR73
II71
II36
BR02
BE01
BB01
BV01
BV02
BV03
BL55
BL46
BP04
IG01
LL53
LL55
LL46
LP04
LP03
LP32
LG11

Bedienteilplatte
Piastra sezione comandi
Control unit board

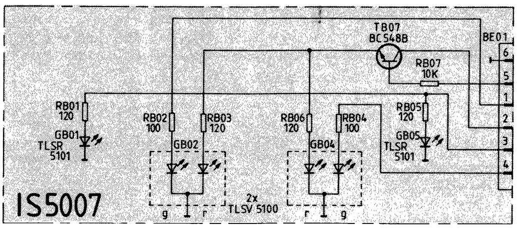


RP02
RP01
CP02
BF02

Grundplatte
Piastra di base F15-01
Basic P.C.B.
Lötseite – Lato saldature – Soldered side

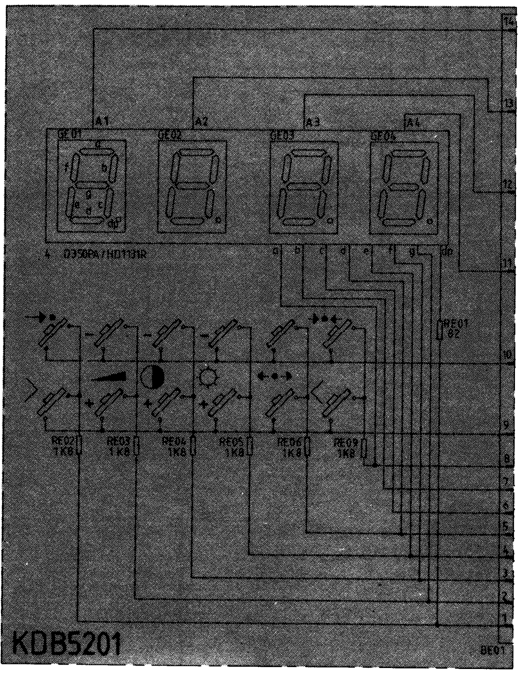

N2
115Vpp
N1
180Vpp
N7
80V
150Vpp
0
390Vpp
M1
9Vpp
M2
1200Vpp
M4
70Vpp
U1
7V
U7
200V
U2
145V
H2
12Vpp
US
35V

Leiterplatte LED
Piastra LED
P.C.B. LED

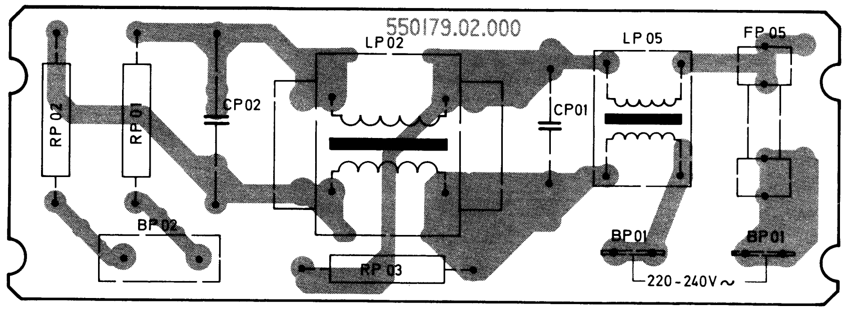

IS5007
BE01
TB07 BC548B
RB07 10K
RB01 120
GB01 TLSR 5101
RB02 100
RB03 120
GB02
RB06 120
RB04 100
RB05 120
GB04
GB05 TLSR 5101
2x TLSV 5100
BB 01

nur bei
solo con
only with

Color-Stereo
5335
5338


KDB5201
BE01
A1
A2
A3
A4
GE01
GE02
GE03
GE04
4 · D350PA/HD1131R
RE01 82
RE02 1K8
RE03 1K8
RE04 1K8
RE05 1K8
RE06 1K8
RE09 1K8
BE 01

Bedienteilplatte
Piastra sezione comandi
Control unit board


550179.02.000
LP 02
LP 05
FP 05
CP02
CP01
RP 02
RP 01
BP 02
RP 03
BP 01
BP01
220 - 240V ~

Leiterplatte Netzfilter
Piastra bobina d'arresto
P.C.B. Mains filter
527.436
Lötseite – Lato saldature – Soldered side

Chassis F 15-01 110°

785.503.B 00 | 104-01 |

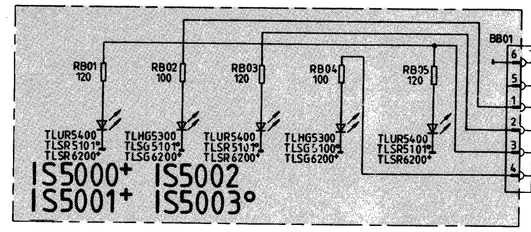
785.501.B 01 | 100-01 |

785.502.B 01 | 103-01 |

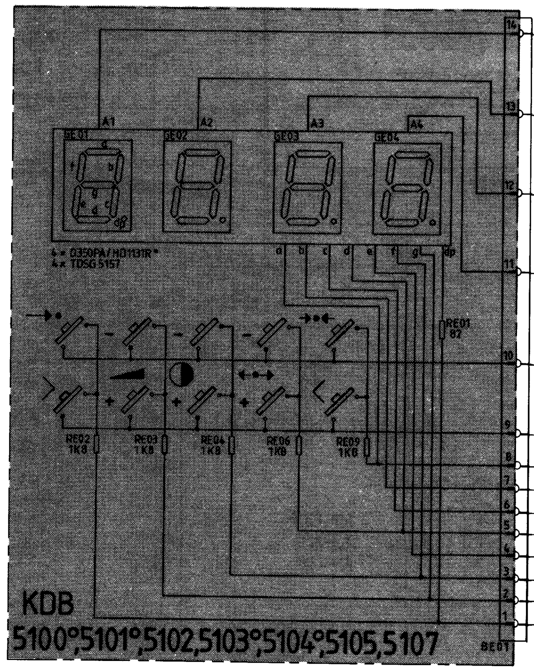
1) mit einer Euro-AV-Buchse
con una presa Peritelevisione
with one Scart-socket

2) mit zwei Euro-AV-Buchsen
con due prese Peritelevisione
with two Scart-sockets

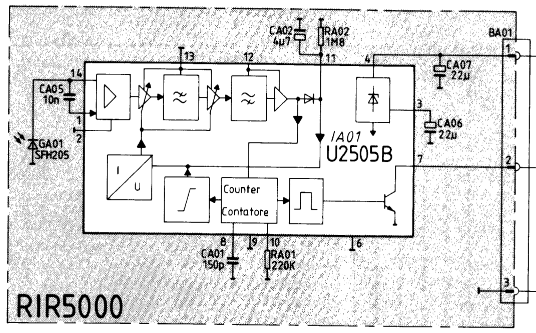
Leiterplatte LED
Piastra LED
P.C.B. LED


IS5000+ IS5002
IS5001+ IS5003°
BB01
RB01 120
RB02 100
RB03 120
RB04 100
RB05 120
TLUR5400 TLSR5101 TLSR6200
TLMG5300 TLSG5101 TLSG6200
TLUR5400 TLSR5101 TLSR6200

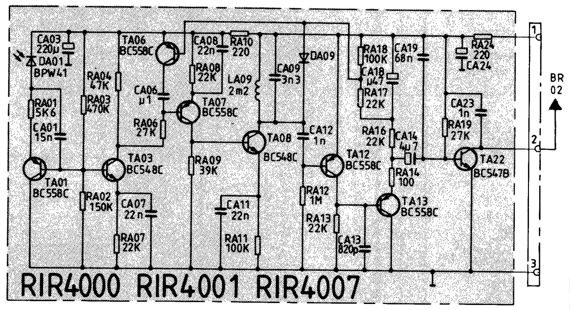
Bedienteilplatte
Piastra sezione comandi
Control unit board

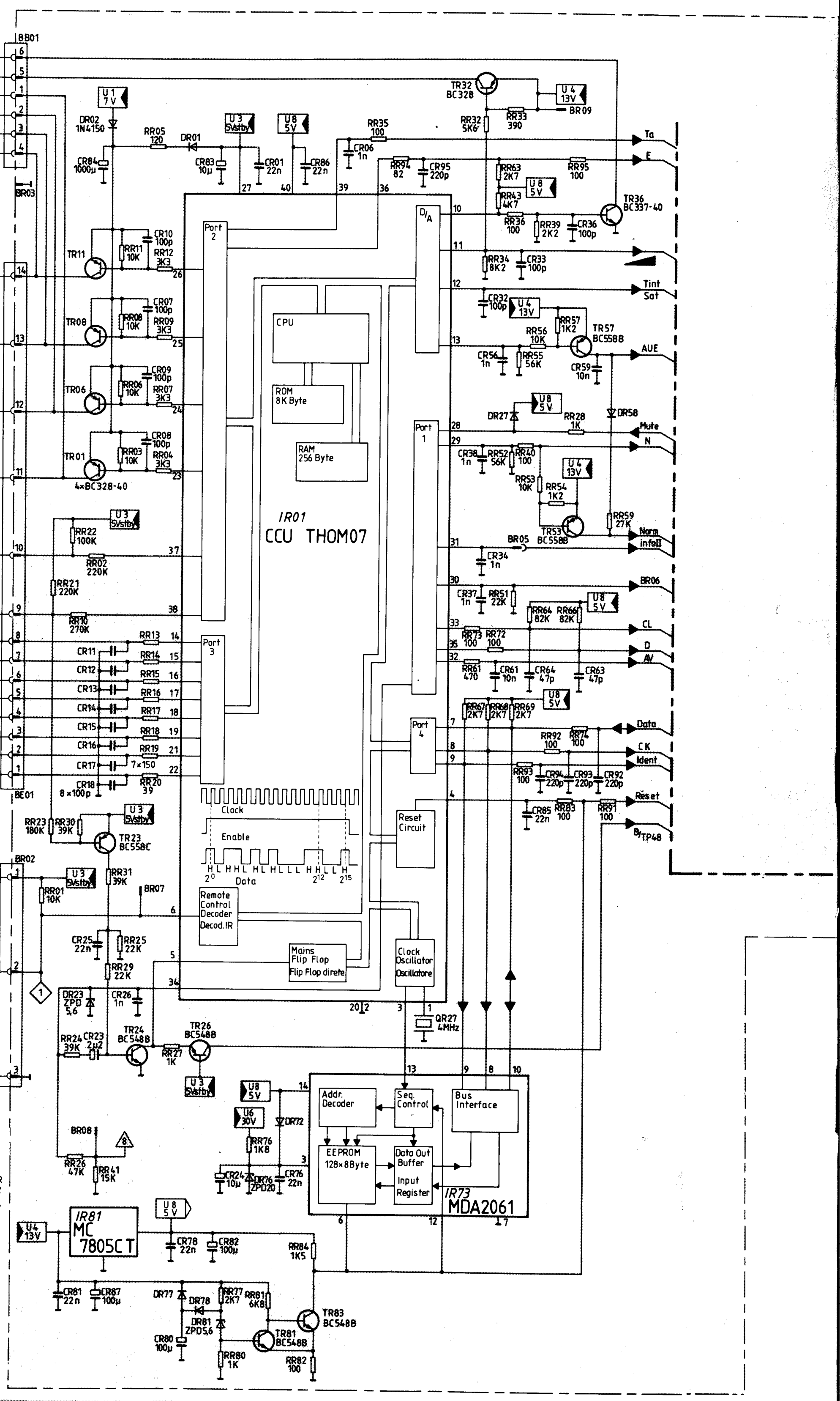

KDB
5100°, 5101°, 5102, 5103°, 5104°, 5105, 5107
BE01
GE01
GE02
GE03
GE04
A1
A2
A3
A4
4 × D350PA/HD1131R*
4 × TDSG 5151°
RE01 82
RE02 1K8
RE03 1K8
RE04 1K8
RE06 1K8
RE09 1K8

Infrarot-Vorverstärker
Preamplificatore infrarossi
Infra-red pre-amplifier
583.557


RIR5000
BA01
IA01 U2505B
Counter
Contatore
GA01 SFH205
CA05 10n
CA02 4µ7
RA02 1M8
CA07 22µ
CA06 22µ
CA01 150p
RA01 220K

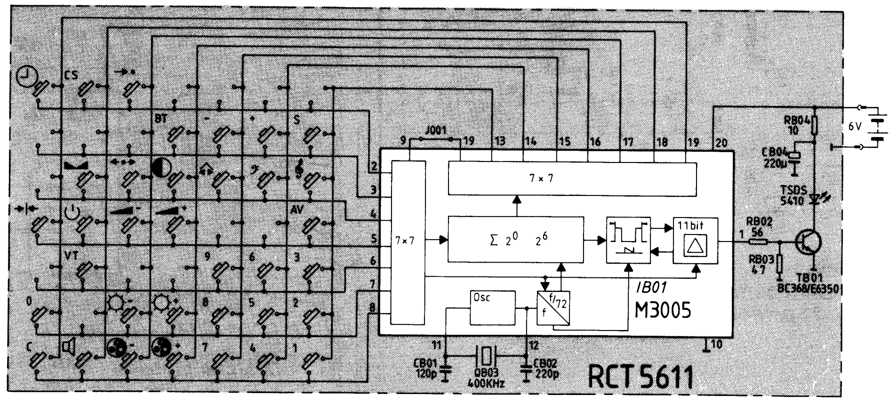
Infrarot-Vorverstärker
Preamplificatore infrarossi
Infra-red pre-amplifier
583.521 B/C
wahlweise
sostitutivo
alternative


RIR4000 RIR4001 RIR4007
BR 02
DA01 BPW41
TA01 BC558C
TA03 BC548C
TA06 BC558C
TA07 BC558C
TA08 BC548C
TA12 BC558C
TA13 BC558C
TA22 BC547B
LA09 2m2
DA09


BB01
BE01
BR01
BR02
BR03
U1 7V
U3 5Vstby
U8 5V
U4 13V
DR02 1N4150
DR01
TR32 BC328
TR36 BC337-40
TR11
TR08
TR06
TR01
4×BC328-40
Port 2
Port 1
Port 3
Port 4
CPU
ROM 8K Byte
RAM 256 Byte
D/A
IR01
CCU THOM07
Clock
Enable
Data
Remote Control Decoder Decod.IR
Mains Flip Flop Flip Flop diretto
Clock Oscillator Oscillatore
Reset Circuit
QR27 4MHz
TR23 BC558C
TR24 BC548B
TR26 BC548B
TR53 BC558B
TR57 BC558B
Addr. Decoder
Seq. Control
Bus Interface
EEPROM 128×8Byte
Data Out Buffer
Input Register
IR73
MDA2061
IR81
MC 7805CT
TR81 BC548B
TR83 BC548B
Tz
E
Tint
Sat
AUE
Mute
N
Norm info
BR06
CL
D
AV
Data
CK
Ident
Reset
TP48

Infrarot-Fernbedienung
Telecomando infrarossi
Infra-red remote control

Computer Control 6
583.559

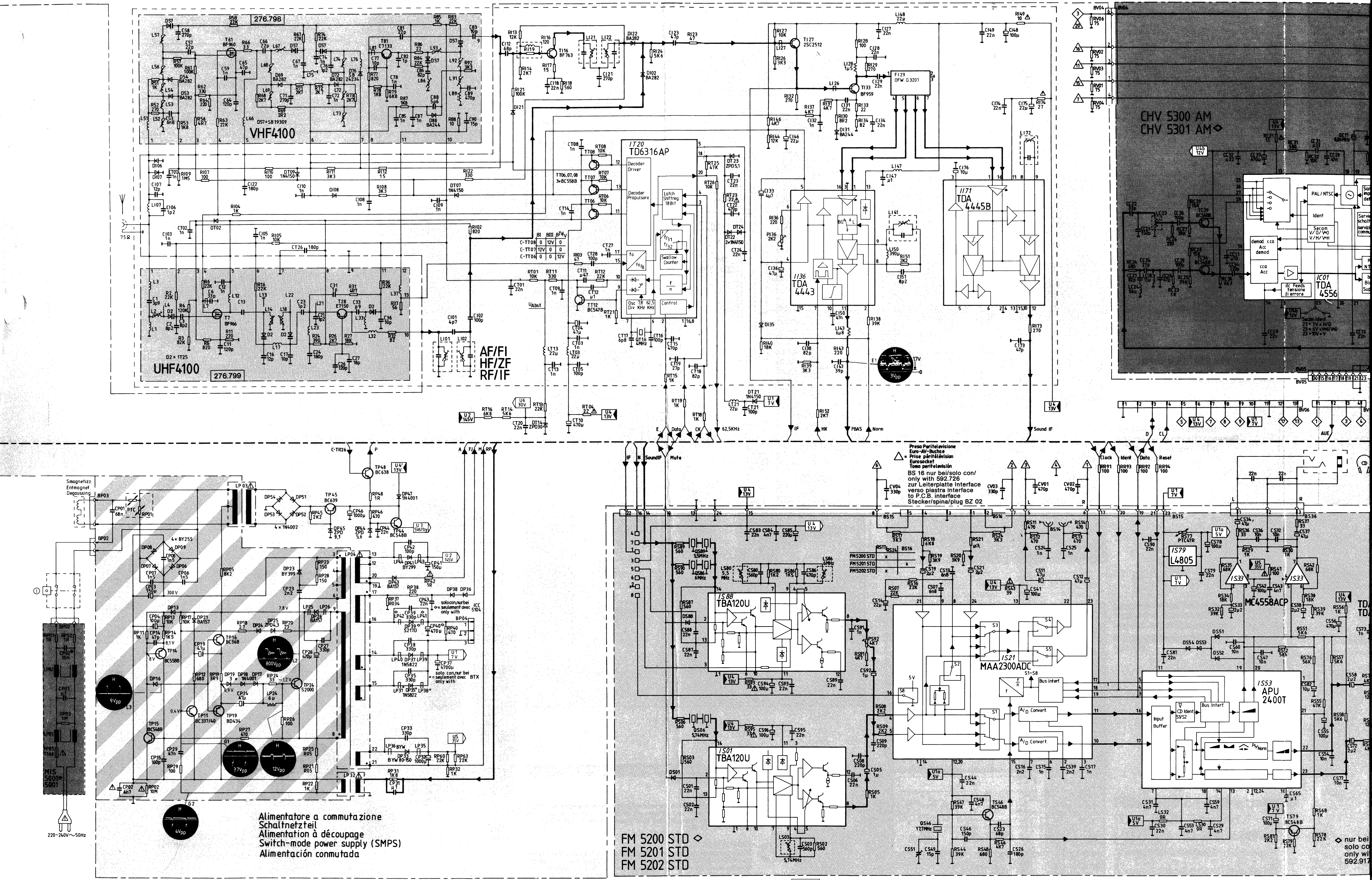

RCT5611
IB01
M3005
7 × 7
Osc
11 bit
CS
BT
AV
VT
J001
RB04 10
CB04 220µ
TSDS 5410
RB02 56
RB03 4.7
TB01 BC368/BC635
CB01 120p
QB03 400KHz
CB02 220p
6V

Achtung!
Bei Arbeiten am Schaltnetzteil Trenntrafo verwenden, und Messungen in diesem Bereich gegen Masse des Schaltnetzteils (Emitter TP 15) ausführen.

Attenzione!
Per i lavori sull'alimentatore a commutazione, bisogna utilizzare un trasformatore separatore ed effettuare le misurazioni in questo ambito verso massa dell'alimentatore a commutazione (emettitore TP 15).

Attention!
When carrying out repair work on components in the primary circuit of the switch mode power supply (SMPS), an isolating transformer must be employed. Measurements to be taken against ground within the primary side of the SMPS (emitter of TP 15).

Chroma-Video-Modul **592.730** → Chassis 103-01
Modulo crominanza video **592.915** → Chassis 100-01
Chroma video module

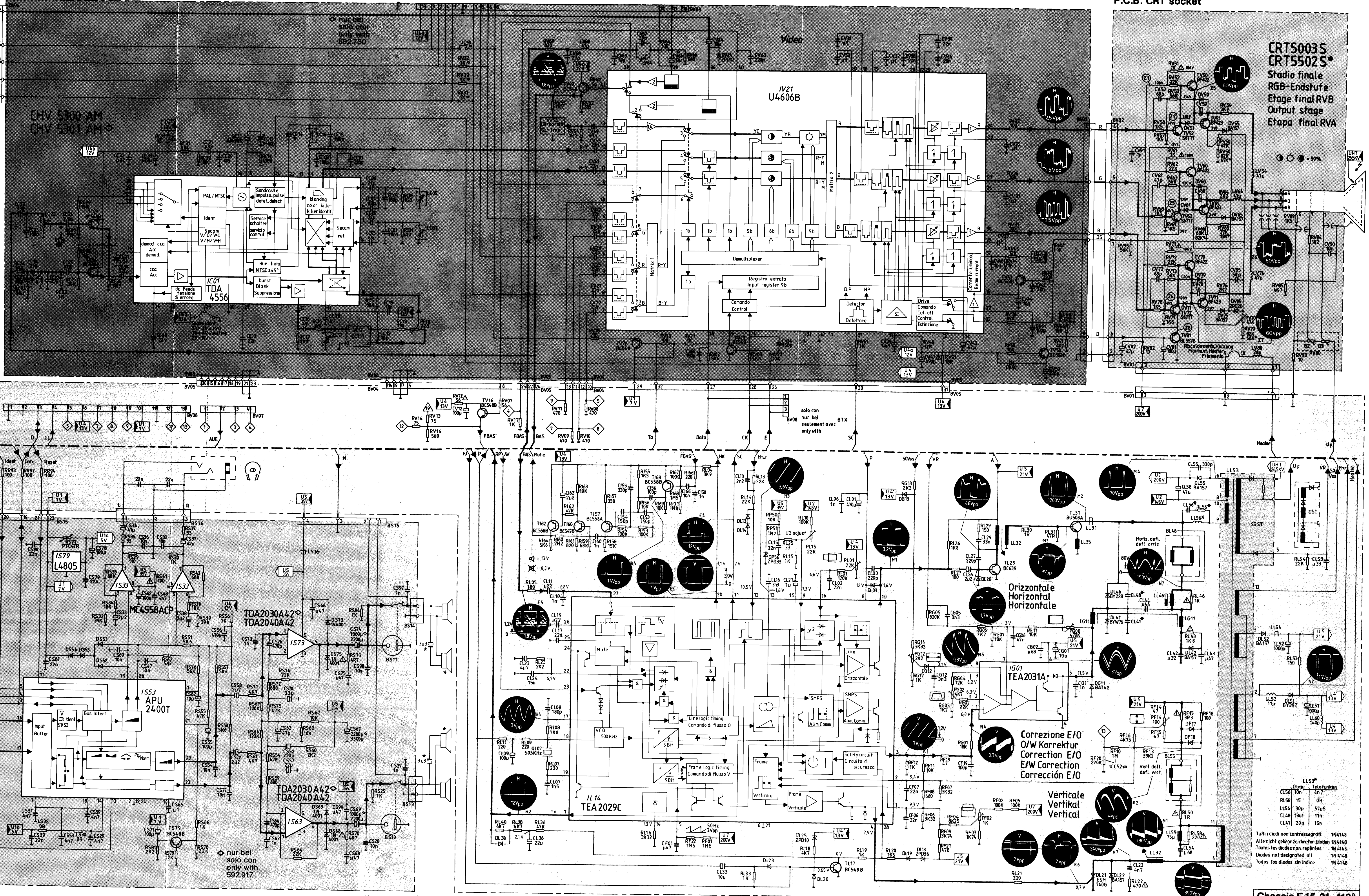

VHF4100
276.798
UHF4100
276.799
AF/FI
HF/ZF
RF/IF
IT20 TD6316AP
I136 TDA 4443
I171 TDA 4445B
F129 OFW G3201
CHV 5300 AM
CHV 5301 AM ◇
IC01 TDA 4556
PAL / NTSC
Secam V/O/V=O V/H/V=H
Alimentatore a commutazione
Schaltnetzteil
Alimentation à découpage
Switch-mode power supply (SMPS)
Alimentación conmutada
Smagnetizz. Entmagnet. Degaussing
220-240V~50Hz
MIS 5000 5001
9Vpp
800Vpp
27Vpp
12Vpp
4Vpp
3Vpp
Presa peritelevisione
Euro-AV-Buchse
Prise péritélévision
Eurosocket
Toma peritelevisión
BS 16 nur bei/solo con/only with 592.726 zur Leiterplatte Interface verso piastra interface to P.C.B. interface Stecker/spina/plug BZ 02
IS88 TBA120U
IS01 TBA120U
IS21 MAA2300ADC
IS53 APU 2400T
IS79 L4805
MC4558ACP
FM 5200 STD ◇
FM 5201 STD
FM 5202 STD
◇ nur bei solo co only wi 592.91

Ton-Modul **592.726** → Chassis 100-01
Modulo audio **592.750** → Chassis 103-01
Sound module **592.917** → Chassis 104-01

Chroma-Video-Modul
Modulo crominanza video **592.730** → Chassis 103-01, 104-01
Chroma video module **592.915** → Chassis 100-01

BV 03 nur bei 592.915, zur Leiterplatte Interface, Stecker BZ 03
BV 03 solo con 592.915, verso piastra interface, spina BZ 03
BV 03 only with 592.915, to P.C.B. interface, plug BZ 03

Bildrohranschluß-Platine
Piastra zoccolo cinescopio **592.977**
P.C.B. CRT socket


◇ nur bei solo con only with 592.730
Video
CHV 5300 AM
CHV 5301 AM◇
IC01 TDA 4556
PAL/NTSC
Sandcastle impulso pulse detect.detect
Ident
Secam V/O/V≠O V/H/V≠H
Service schalter servizio commut.
blanking color killer killer identif
Secam ref.
demod. cca Acc demod.
cca Acc
dc Feeds tensione di errore
Hue tinta NTSC ±45°
burst Blank Suppressione
IV21 U4606B
Demultiplexer
Registro entrata Input register 9b
Comando Control
Detector Detettore
Matrix 1
Matrix 2
Drive Comando Cut-off Control Estinzione
Corrente luminosa Beam current
CRT5003S
CRT5502S•
Stadio finale RGB-Endstufe Etage final RVB Output stage Etapa final RVA
Riscaldamento, Heizung Filament, Heater, Filamento
solo con nur bei seulement avec only with BTX
IS79 L4805
MC4558ACP
TDA2030A42◇
TDA2040A42
IS53 APU 2400T
Input Buffer
Ident SVS2
Bus interf.
◇ nur bei solo con only with 592.917
IL14 TEA2029C
VCO 500 KHz
Mute
Line logic timing Comando di flusso O
Frame logic timing Comando di flusso V
Safety circuit Circuito di sicurezza
Line Orizzontale
SMPS Alim.Comm.
Frame Verticale
Orizzontale Horizontal Horizontale
IG01 TEA2031A
Correzione E/O O/W Korrektur Correction E/O E/W Correction Corrección E/O
Verticale Vertikal Vertical
Horiz. defl. defl. orriz
Vert. defl. defl. vert.
SDST
DST

	Orega	Telefunken
CL56	10n	4n7
RL56	15	0R
LL56	30µ	57µ5
CL48	13n1	11n
CL41	20n	15n

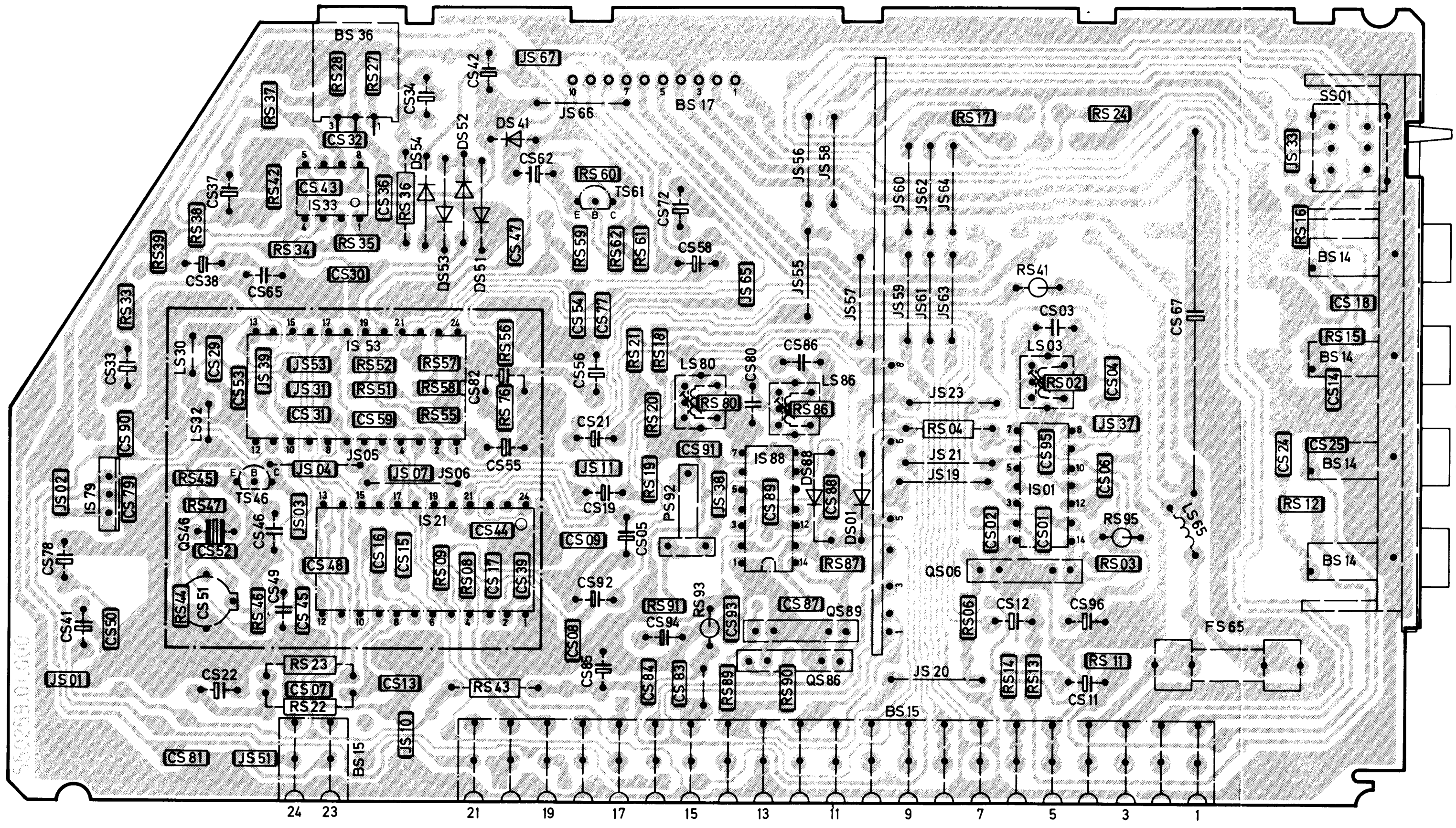
LL53*

Tutti i diodi non contressegnati 1N4148
Alle nicht gekennzeichneten Dioden 1N4148
Toutes les diodes non repérées 1N 4148
Diodes not designated all 1N 4148
Todos los diodos sin indice 1N 4148

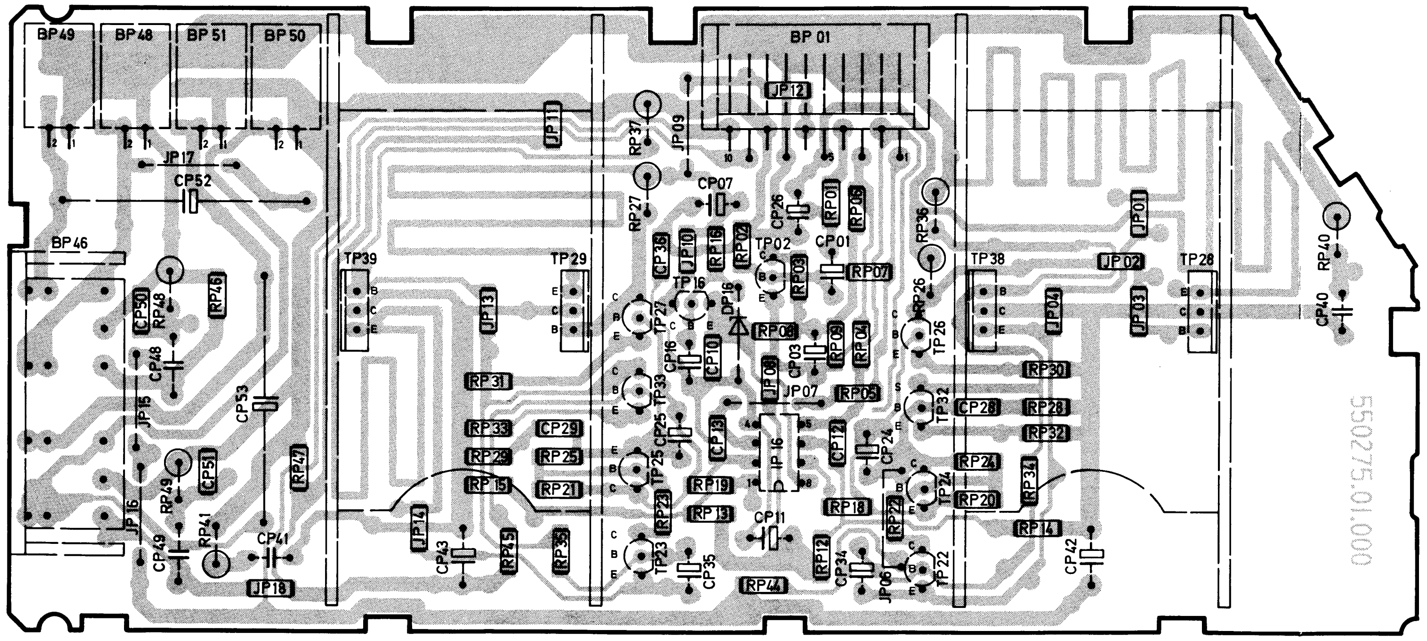
Chassis F 15-01 110°

*nur bei solo con only with
Spectra 6300/7000
Spectra 8205/8208
Spectra 9208

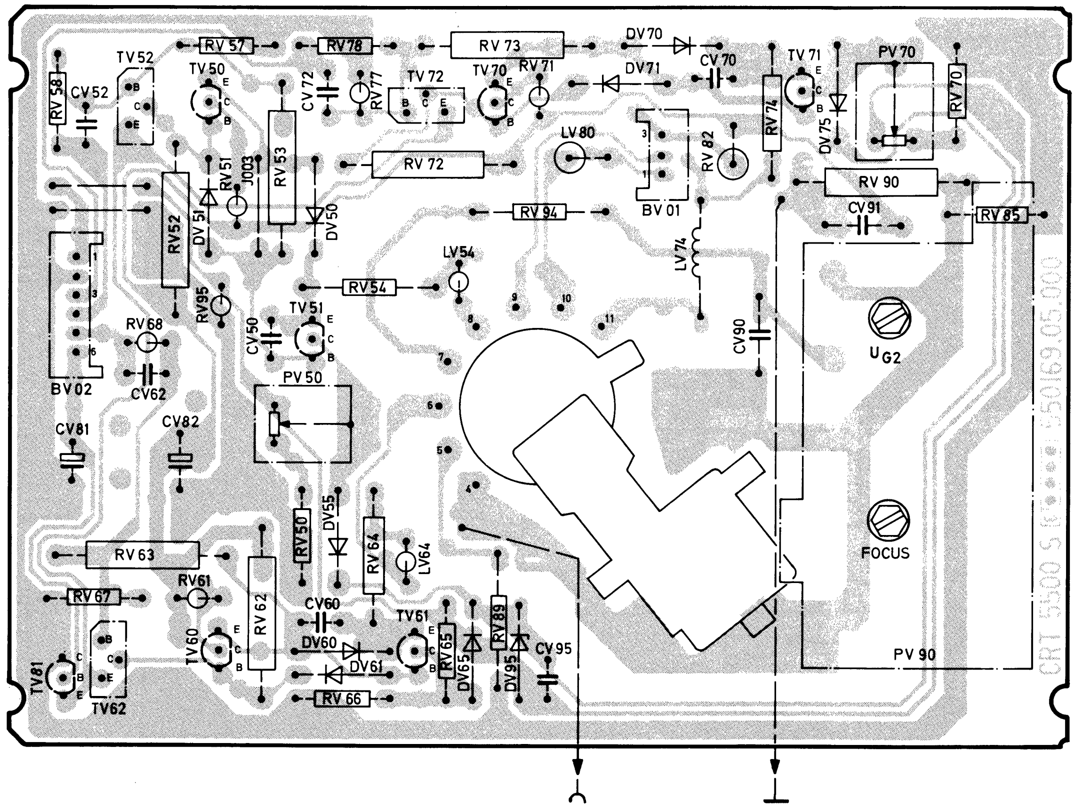
V + H-Generator/Ansteuerung Schaltnetzteil
Generatore V + O/azionamento aliment. commutat.
V + H generator/control of SMPS


BS 36
BS 17
BS 14
BS 15
SS01
FS65
IS 53
IS 21
IS 88
IS 01
QS06
QS86
QS89
JS 20
JS 23
550268.01.000
24
23
21
19
17
15
13
11
9
7
5
3
1

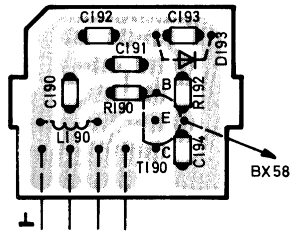
AM/FM-Tonmodul
Modulo audio AM/FM 592.957
AM/FM sound module
Lötseite – Lato saldature – Soldered side


BP49
BP48
BP 51
BP 50
BP 01
BP46
JP17
CP52
TP39
TP29
TP38
TP28
550275.01.000

Leiterplatte NF-Verstärker
Piastra amplificatore BF 592.956
P.C.B. AF amplifier
Lötseite – Lato saldature – Soldered side

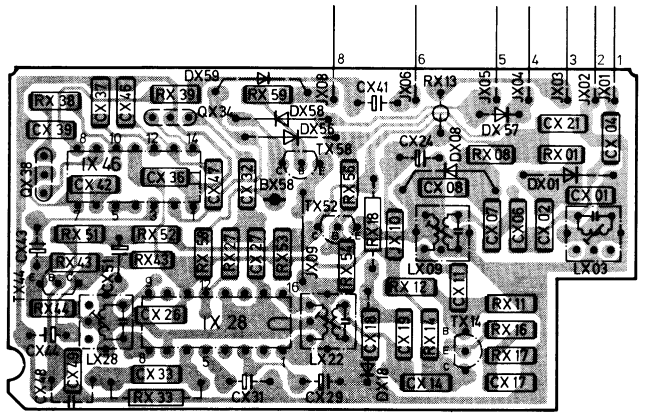

BV02
BV 01
PV 50
PV 70
PV 90
U_{G2}
FOCUS
CRT 5500 S.E.
550169.05.000

Bildrohranschluß-Platine
Piastra zoccolo cinescopio 592.977
P.C.B. CRT socket
Lötseite – Lato saldature – Soldered side

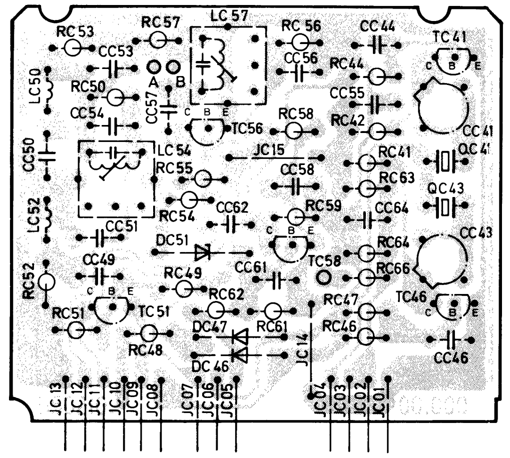

C192
C193
C191
D193
C190
R190
R192
L190
T190
C194
BX58

Submodul
Submodulo 592.974 TCB 5000
Sub-module
Lötseite – Lato saldature – Soldered side

Infrarot-Vorverstärke
Preamplificatore infrarossi
Infra-red pre-amplifie
583.521 C

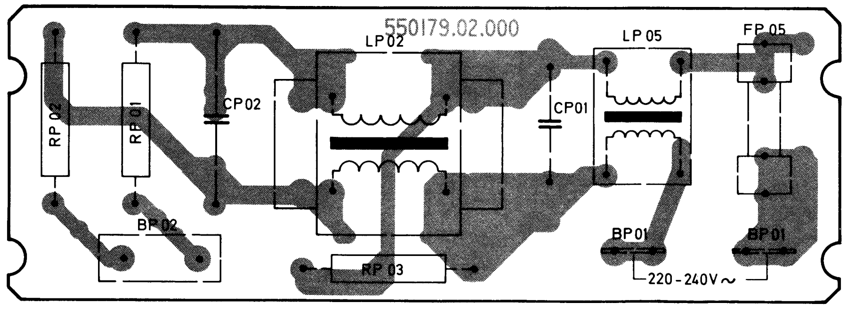

8
6
5
4
3
2
1
TX 46
TX 28
BX58
LX03
LX09

AM 6,5 MHz-/FM 4,5 MHz-Ton-Modul
Modulo audio AM 6,5 MHz/FM 4,5 MHz 592.984
AM 6.5 MHz-/FM 4.5 MHz-sound-module
Lötseite – Lato saldature – Soldered side


LC 57
TC 41
LC 54
TC56
TC58
TC 51
TC46
JC15

NTSC-Modul
Modulo NTSC 592.970
NTSC-Module
Lötseite – Lato saldature – Soldered side

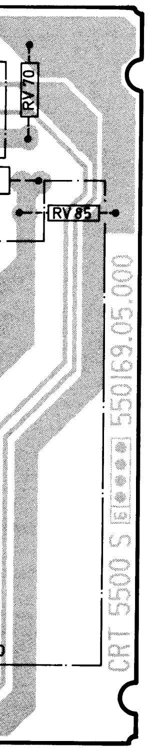
Infrarot-Fernbedienun
Telecomando infraross
Infra-red remote contro
Computer Control 6
583.559

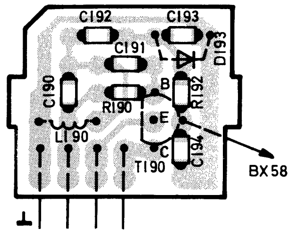

550179.02.000
LP 02
LP 05
FP 05
RP 02
RP 01
CP02
CP01
BP 02
RP 03
BP01
BP 01
220-240V ~

Leiterplatte Netzfilter
Piastra bobina d'arresto 527.436
P.C.B. Mains filter
Lötseite – Lato saldature – Soldered side

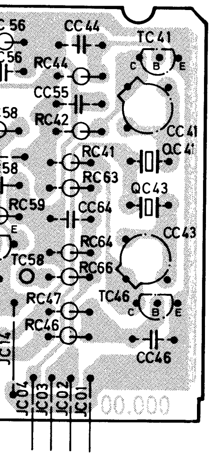
Spectra-Stereo HiFi
Chassis F 15-01 110°
785.504.B 01 400-01

NORDMENDE


RV70
RV85
550169.05.000
CRT 5500 S

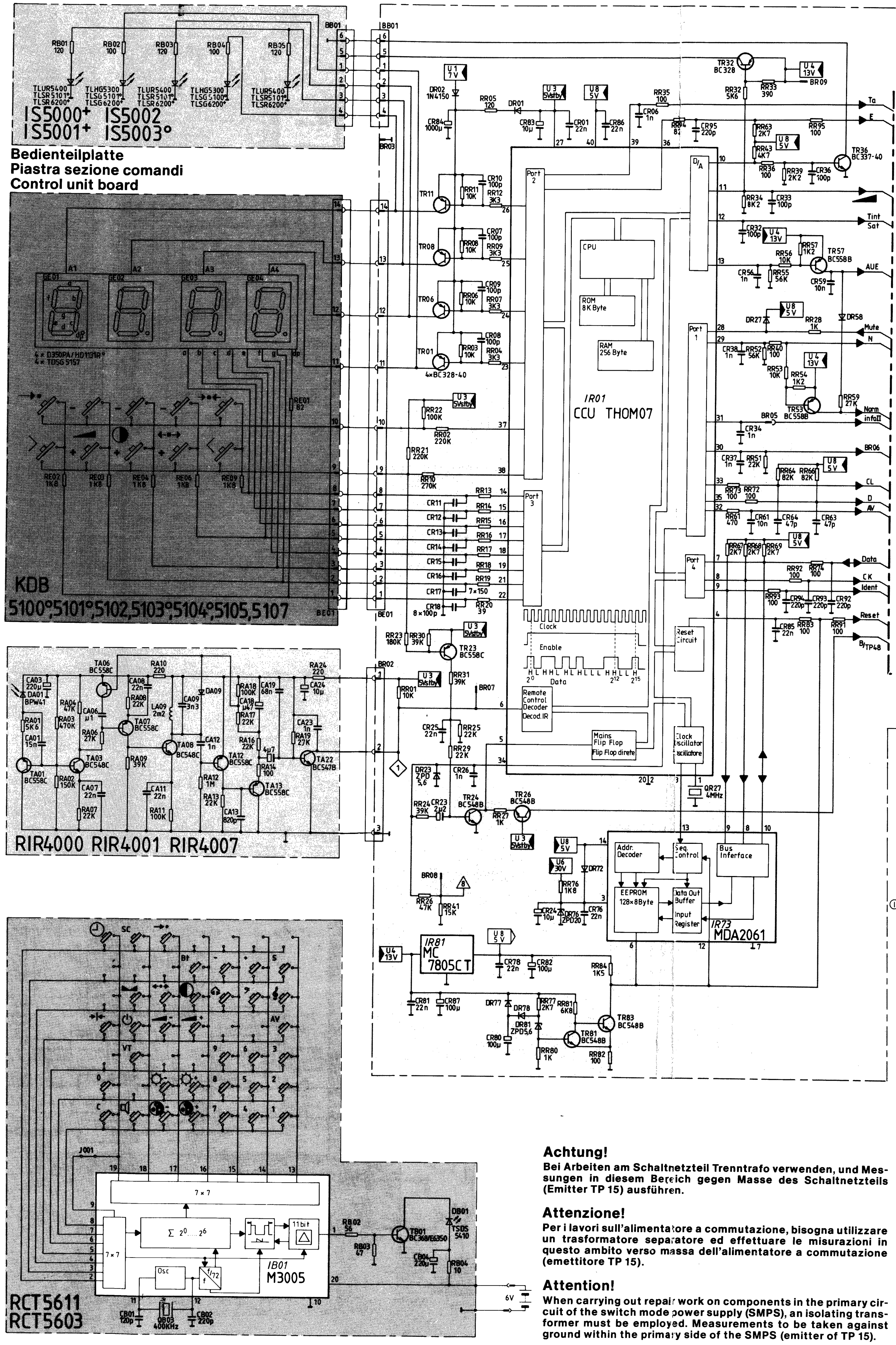

C192
C193
C191
D193
R192
R190
C190
L190
C194
T190
BX58

Submodul
Submodulo 592.974 TCB 5000
Sub-module
Lötseite - Lato saldature - Soldered side


CC44
TC41
CC55
RC42
CC41
QC41
RC41
QC43
RC59
CC64
CC43
RC64
RC63
RC66
TC58
TC46
RC47
RC46
CC46

lered side

Leiterplatte LED
Piastra LED
P.C.B. LED


Bedienteilplatte
Piastra sezione comandi
Control unit board
IS5000+ IS5002
IS5001+ IS5003°
KDB
5100°,5101°,5102,5103°,5104°,5105,5107
RIR4000 RIR4001 RIR4007
RCT5611
RCT5603
IR01
CCU THOM07
CPU
ROM 8K Byte
RAM 256 Byte
IR73
MDA2061
EEPROM 128×8Byte
IR81
MC 7805CT
IB01
M3005
Clock
Enable
Data
Reset circuit
Clock oscillator
Mains Flip Flop
Remote Control Decoder
Addr. Decoder
Seq. control
Bus Interface
Data Out Buffer
Input Register
Ta
E
Tint
Sat
AUE
N
Mute
Norm
BR06
CL
D
AV
Data
CK
Ident
Reset
TP48

Infrarot-Vorverstärker
Preamplificatore infrarossi
Infra-red pre-amplifier
583.521 C

Infrarot-Fernbedienung
Telecomando infrarossi
Infra-red remote control
Computer Control 6
583.559

Spectra-Stereo HiFi
Chassis F 15-01 110°
785.504.B 01 400-01

NORDMENDE

Achtung!
Bei Arbeiten am Schaltnetzteil Trenntrafo verwenden, und Messungen in diesem Bereich gegen Masse des Schaltnetzteils (Emitter TP 15) ausführen.

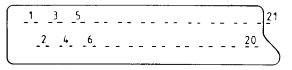
Attenzione!
Per i lavori sull'alimentatore a commutazione, bisogna utilizzare un trasformatore separatore ed effettuare le misurazioni in questo ambito verso massa dell'alimentatore a commutazione (emettitore TP 15).

Attention!
When carrying out repair work on components in the primary circuit of the switch mode power supply (SMPS), an isolating transformer must be employed. Measurements to be taken against ground within the primary side of the SMPS (emitter of TP 15).

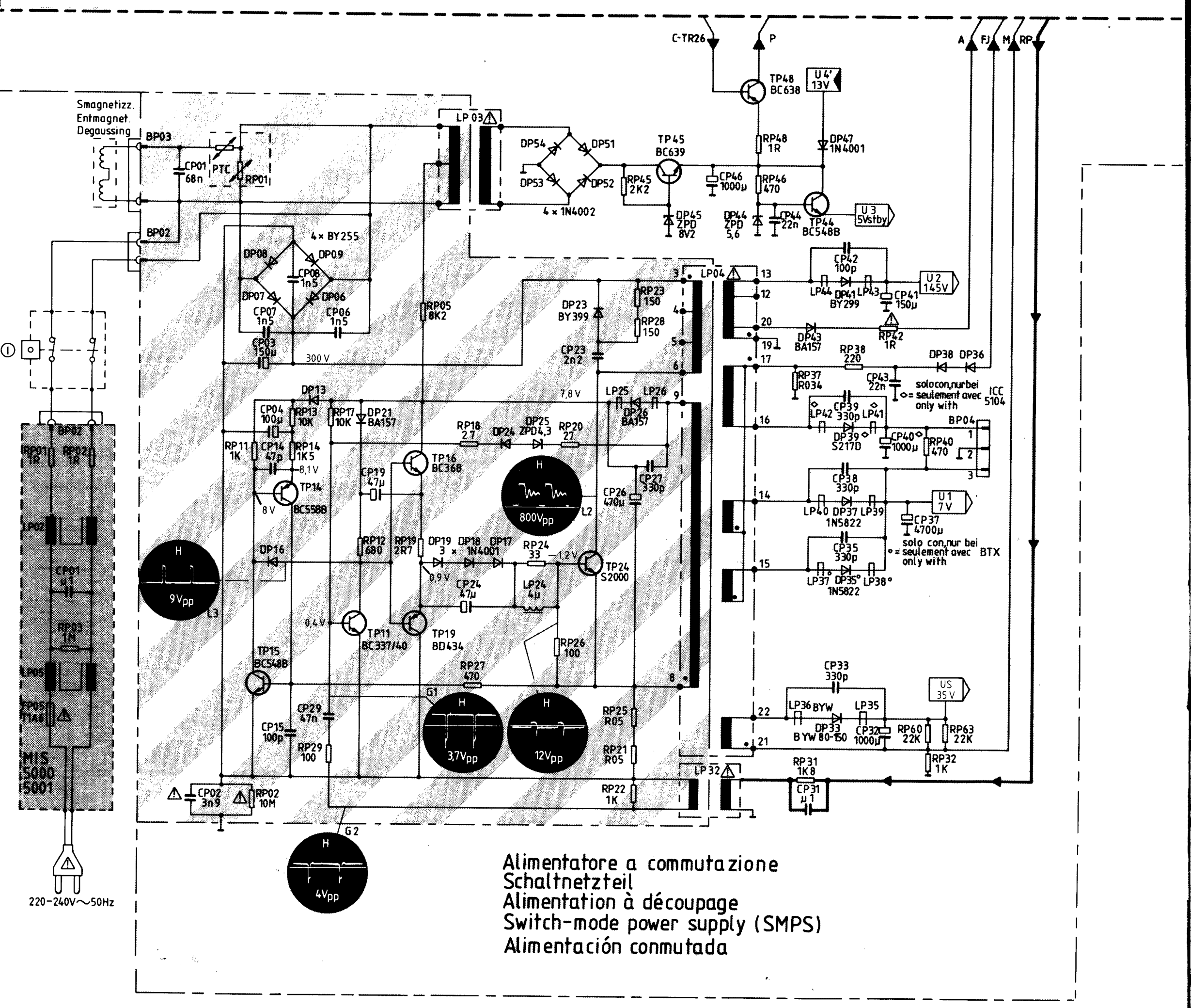
△ = Euro-AV-Buchse
Presa Peritelevisione
Eurosocket

1	NF/AF 'R' → BF 'D' 0,5 V RMS	12	X
2	NF/AF 'R' ← BF 'D' 0,5 V RMS	13	⏊ Video R
3	NF/AF 'L' → BF 'S' 0,5 V RMS	14	X
4	⏊ NF/AF BF	15	Video R ← 0,7 V RMS
5	⏊ Video B	16	Blanking ← Spegnim. Video
6	NF/AF 'L' ← BF 'S' 0,5 V RMS	17	⏊ Video
7	Video B ← 0,7 V RMS	18	⏊ Blanking Spegnimento
8	Mode AV ≙ 12 V	19	Video → 1 Vpp/75 Ω
9	⏊ Video G/V	20	Video ← 1 Vpp/75 Ω
10	X	21	⏊ Chassis Telaio
11	Video G/V ← 0,7 V RMS		V RMS = Veff Vpp = Vss

Euro-AV-Buchse
Presa Peritelevisione
Eurosocket

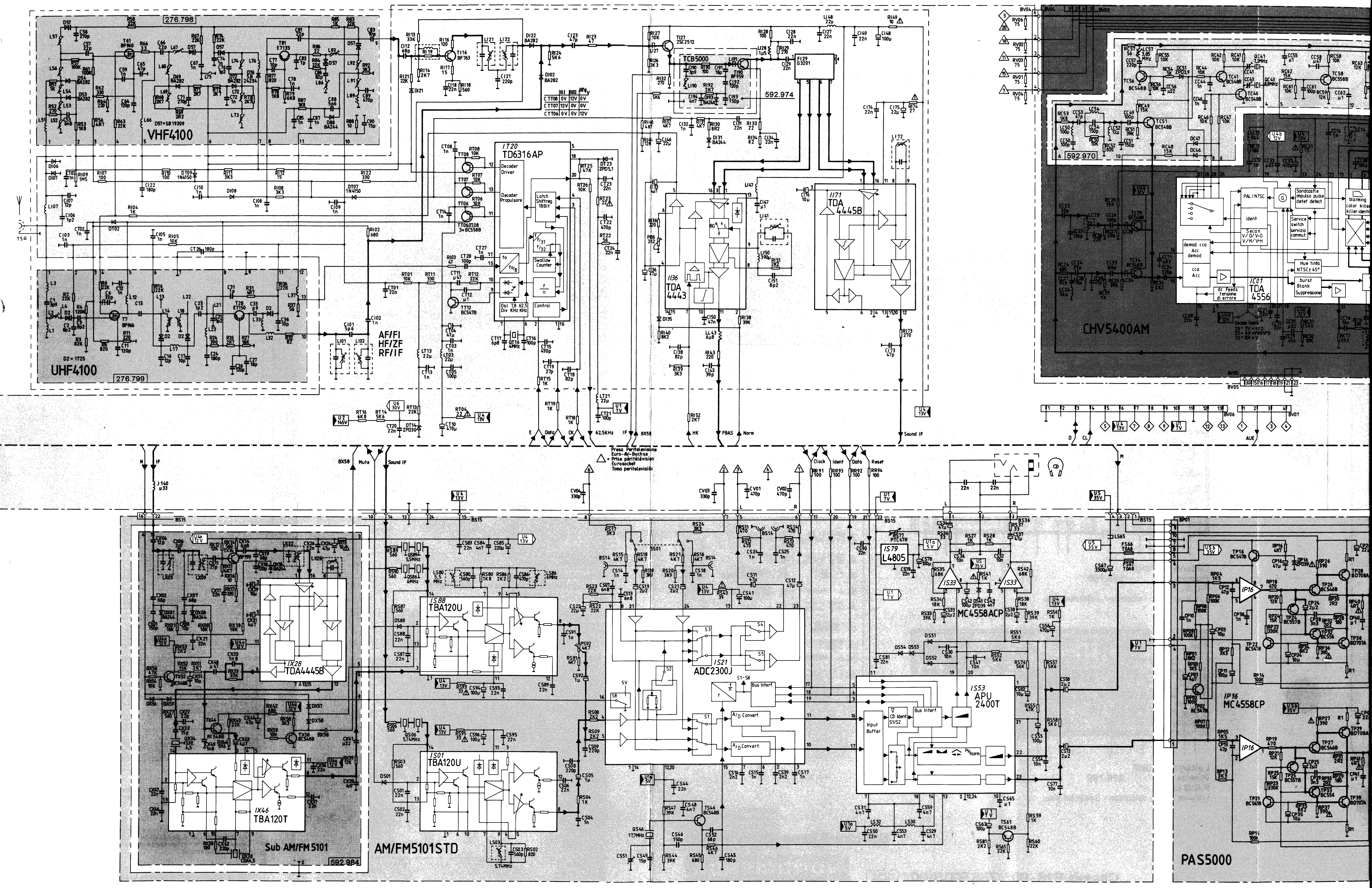

1 3 5
21
2 4 6
20

Anschlußseite / Lato collegamento / Connection side


Smagnetizz. Entmagnet. Degaussing
BP03
BP02
PTC
MIS 5000 5001
220-240V~50Hz
LP03
DP51
TP45 BC639
TP48 BC638
DP47 1N4001
TP44 BC548B
4×1N4002
4×BY255
LP04
BY299
DP23 BY399
TP16 BC368
TP14 BC558B
TP24 S2000
TP11 BC337/40
TP19 BD434
TP15 BC548B
LP32
9Vpp
800Vpp
3,7Vpp
12Vpp
4Vpp
G1
G2
solo con/nur bei ∘ = seulement avec only with ICC 5104
solo con/nur bei ∘ = seulement avec BTX only with

Alimentatore a commutazione
Schaltnetzteil
Alimentation à découpage
Switch-mode power supply (SMPS)
Alimentación conmutada

Chroma-Video-Modul
Modulo crominanza video 592.963
Chroma video module


276.798
VHF4100
UHF4100
276.799
AF/FI
HF/ZF
RF/IF
TD6316AP
TCB5000
592.974
TDA 4443
TDA 4445B
CHV5400AM
592.970
TDA 4556
Presa Peritelevisione
Euro-AV-Buchse
Prise péritélévision
Eurosocket
Toma peritelevisión
TBA120U
TDA4445B
TBA120T
Sub AM/FM 5101
592.984
AM/FM5101STD
ADC2300J
APU 2400T
MC4558ACP
L4805
MC4558CP
PAS5000

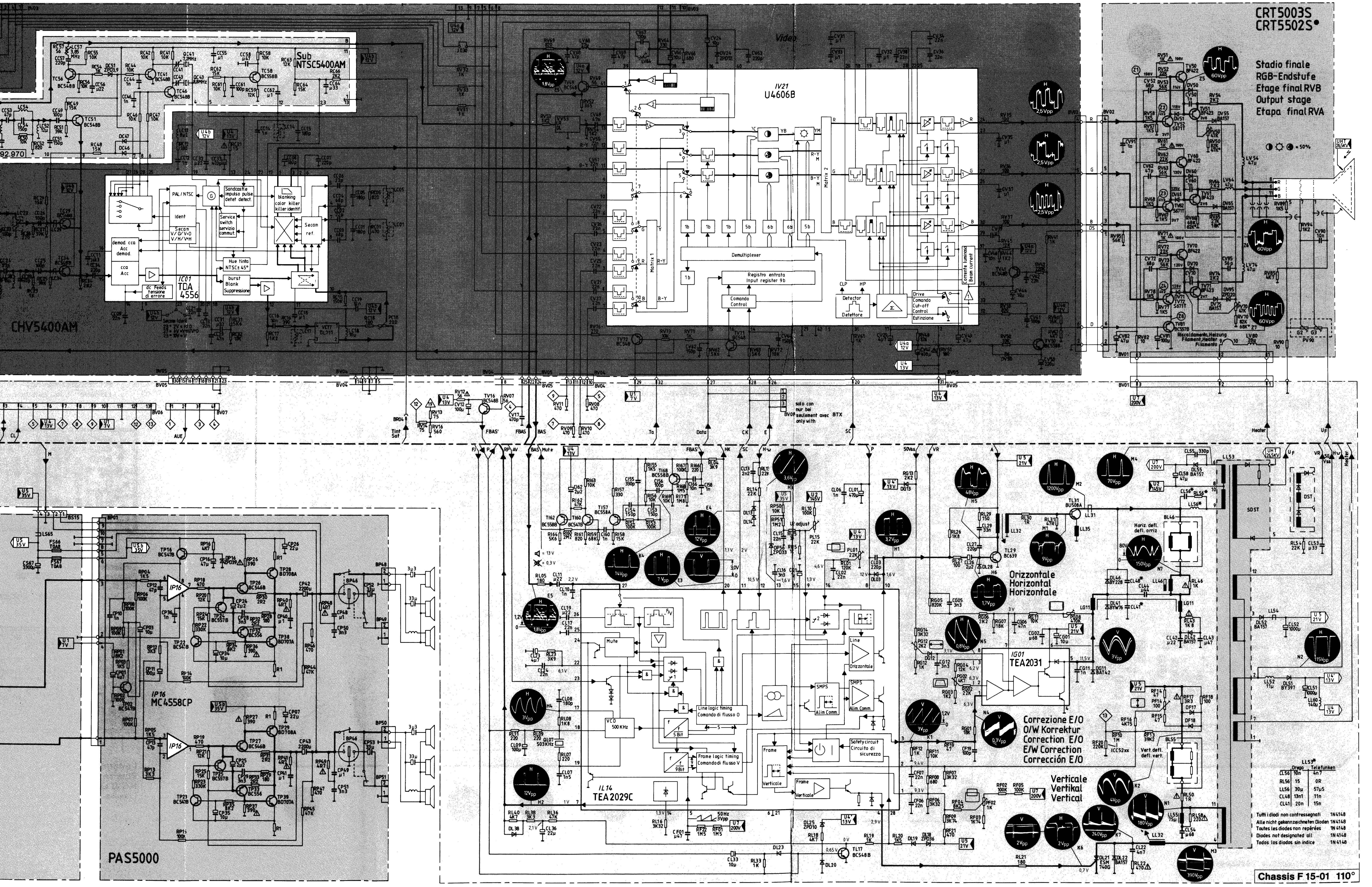
AM/FM-Tonmodul
Modulo audio AM/FM 592.957
AM/FM sound module

NF-Verstärker
Amplificatore BF 592.956
AF amplifier

na-Video-Modul
o crominanza video **592.963**
na video module

BV 03 nicht in allen Geräten vorhanden
BV 03 non esistente in ogni modello
BV 03 not fitted to all models

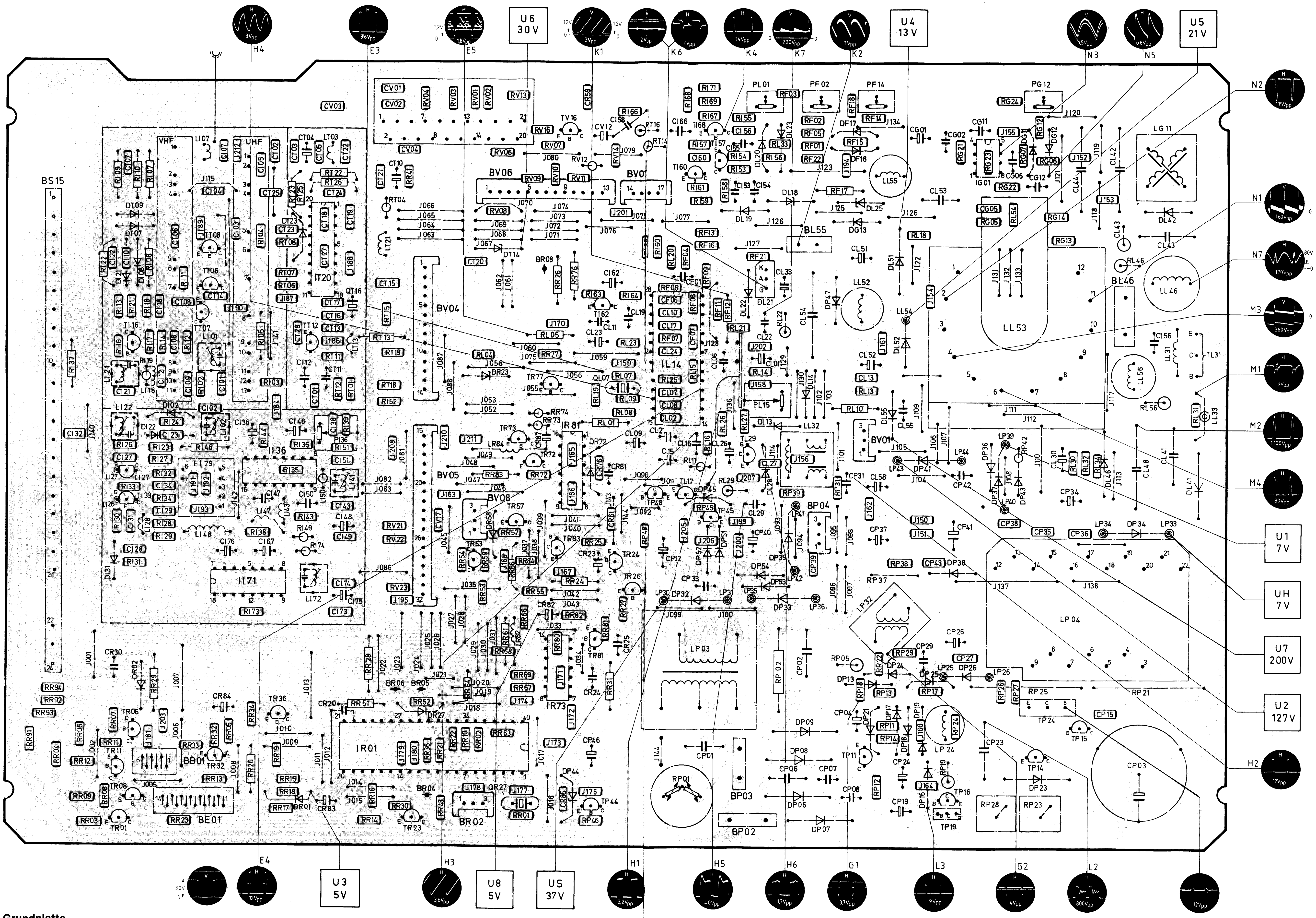
Bildrohranschluß-Platine
Piastra zoccolo cinescopio **592.977**
P.C.B. CRT socket



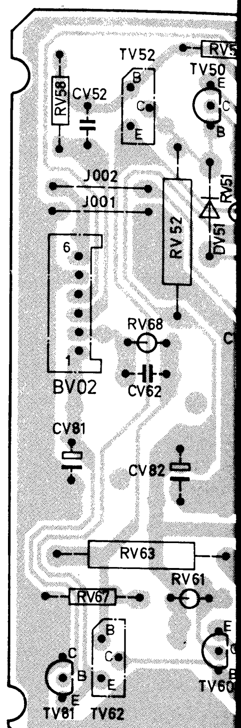
CRT5003S
CRT5502S•
Sub NTSC5400AM
CHV5400AM
IC01 TDA 4556
IV21 U4606B
Video
Stadio finale
RGB-Endstufe
Etage final RVB
Output stage
Etapa final RVA
PAS5000
IP16 MC4558CP
IL14 TEA2029C
IG01 TEA2031
Orizzontale
Horizontal
Horizontale
Correzione E/O
O/W Korrektur
Correction E/O
E/W Correction
Corrección E/O
Verticale
Vertikal
Vertical
LL53*
Orega Telefunken
CL56 10n 4n7
RL56 15 0R
LL56 30µ 57µ5
CL48 13n1 11n
CL41 20n 15n
Tutti i diodi non contrassegnati 1N4148
Alle nicht gekennzeichneten Dioden 1N4148
Toutes les diodes non repérées 1N 4148
Diodes not designated all 1N 4148
Todos los diodos sin indice 1N 4148
Chassis F 15-01 110°

NF-Verstärker
Amplificatore BF **592.956**
AF amplifier

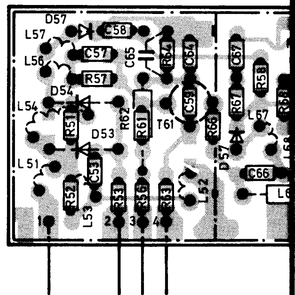
V + H-Generator/Ansteuerung Schaltnetzteil
Generatore V + O/azionamento aliment. commutat.
V + H generator/control of SMPS


H4
E3
E5
U6 30V
K1
K6
K4
K7
K2
U4 :13V
N3
N5
U5 21V
N2
N1
N7
M3
M1
M2
M4
U1 7V
UH 7V
U7 200V
U2 127V
H2
E4
U3 5V
H3
U8 5V
US 37V
H1
H5
H6
G1
L3
G2
L2
BS15
BV06
BV04
BV05
BV08
BV01
IL14
IR81
IR01
IR73
IT20
II36
II71
F129
LL53
LL52
LL55
LL56
LL46
LG11
LP03
LP04
LP24
BL55
BL46
BP04
BP03
BP02
BE01
BR02
BB01
PL01
PF02
PF14
PG12
IG01
RP28
RP23
RP25
TP24
CP03
RP01
VHF
UHF

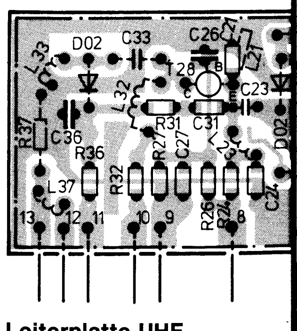
Grundplatte
Piastra di base F16
Basic P.C.B.
Lötseite - Lato saldature - Soldered side


TV52
TV50
J002
J001
RV52
RV58
CV52
RV68
BV02
CV62
CV81
CV82
RV63
RV61
RV67
TV61
TV62
TV60

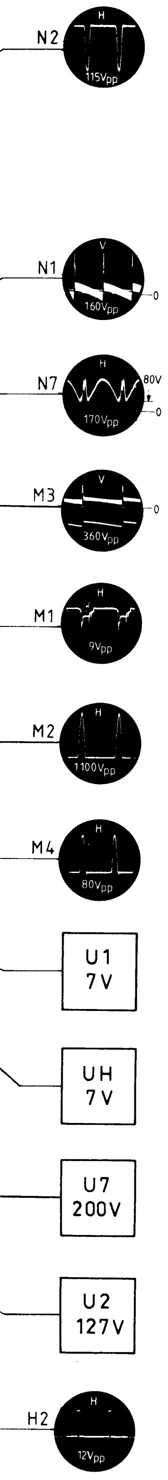
Bildrohranschluß-Pla
Piastra zoccolo cine
P.C.B. CRT socket
Lötseite - Lato saldature

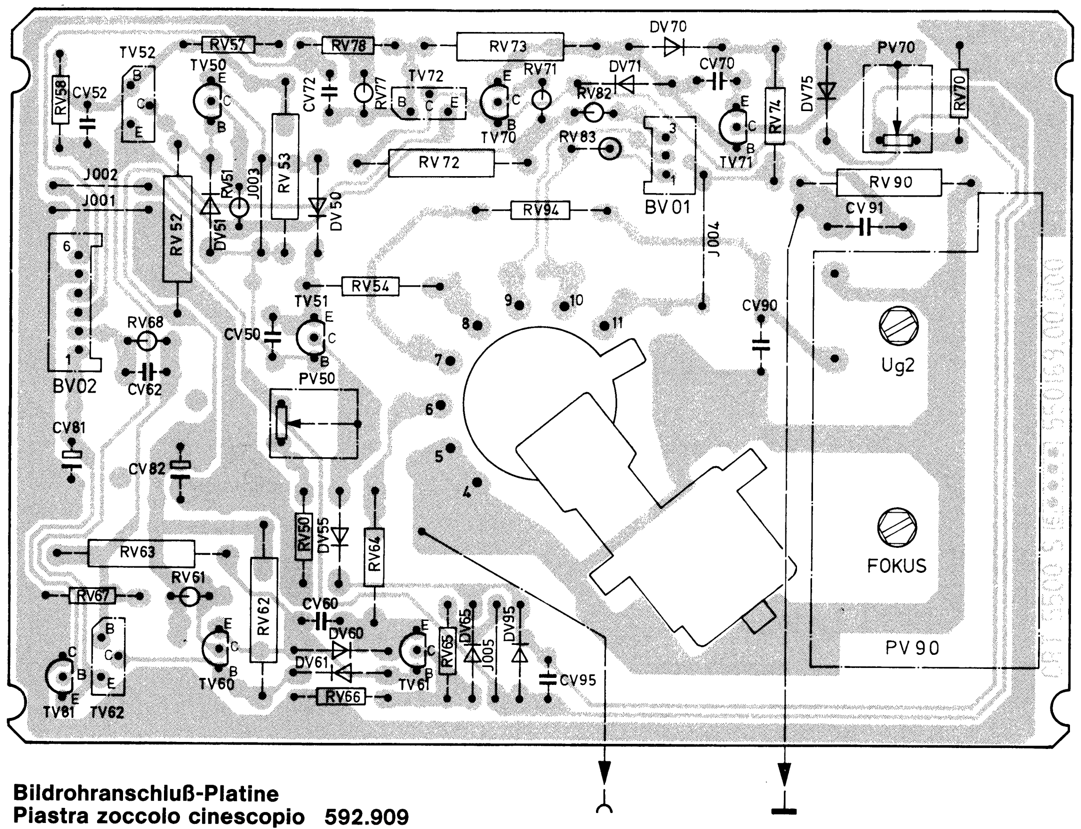


Leiterplatte VHF
Piastra VHF 276.798
P.C.B. VHF
Lötseite - Lato saldature - Sol

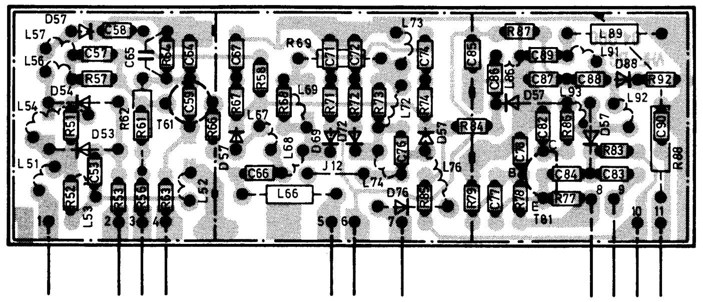

D02
C33
C26
L33
L32
C36
R36
L37
R37
R32
R31
C31
C23

Leiterplatte UHF
Piastra UHF 276.799
P.C.B UHF
Lötseite - Lato saldature - Sol

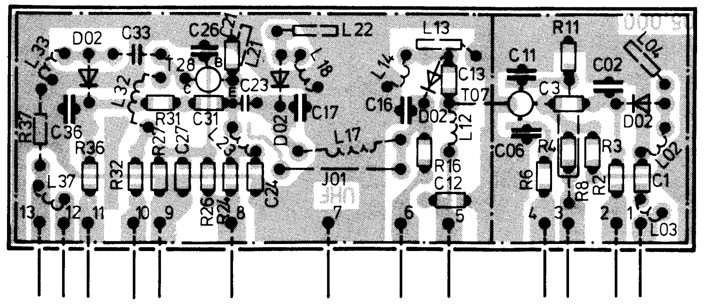

N2
115Vpp
N1
160Vpp
N7
80V
0
170Vpp
M3
360Vpp
M1
9Vpp
M2
1100Vpp
M4
80Vpp
U1
7V
UH
7V
U7
200V
U2
127V
H2
12Vpp


Ug2
FOKUS
PV 90
BV02
BV 01

Bildrohranschluß-Platine
Piastra zoccolo cinescopio 592.909
P.C.B. CRT socket
Lötseite – Lato saldature – Soldered side



Leiterplatte VHF
Piastra VHF 276.798
P.C.B. VHF
Lötseite – Lato saldature – Soldered side



Leiterplatte UHF
Piastra UHF 276.799
P.C.B UHF
Lötseite – Lato saldature – Soldered side

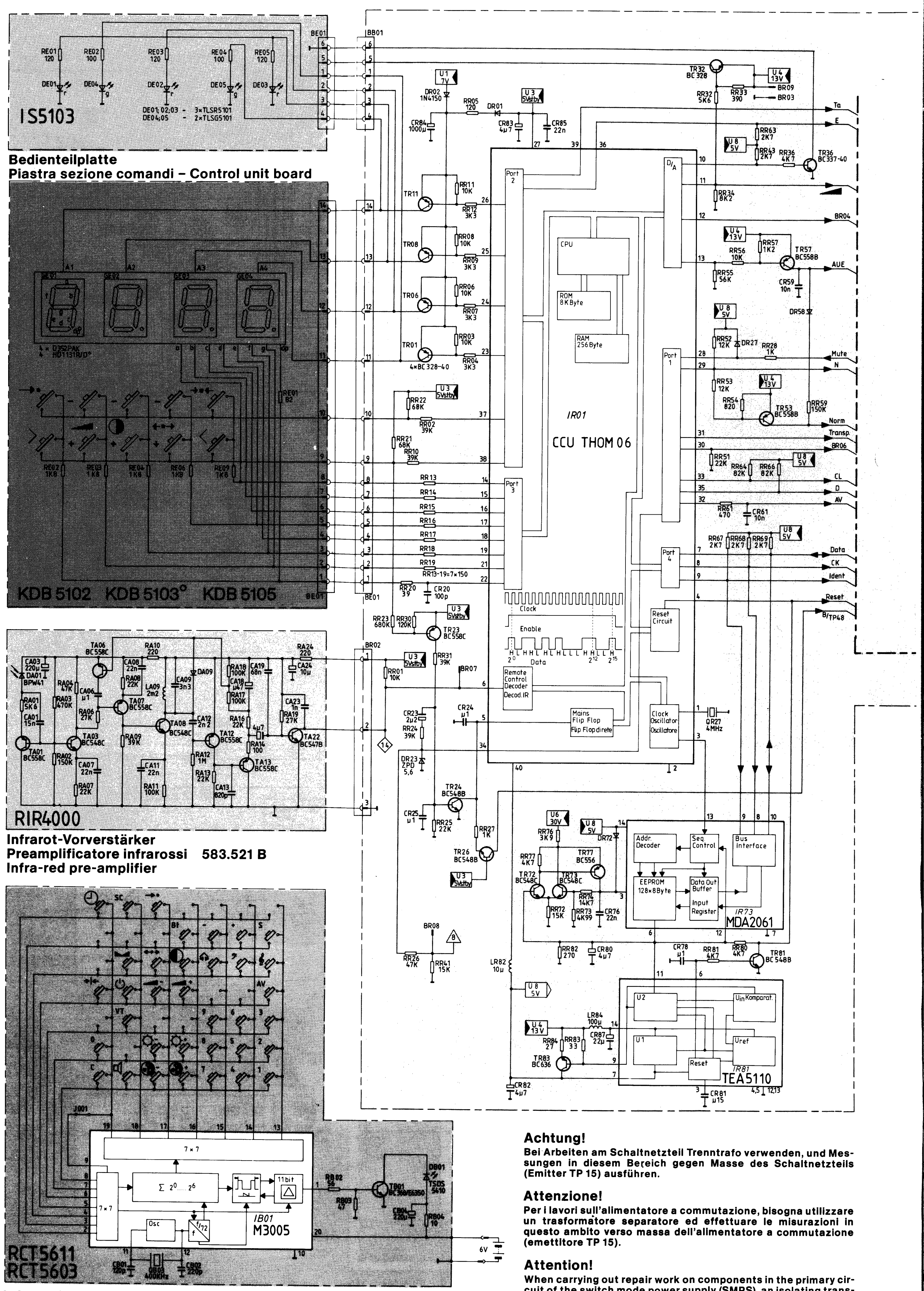
△ = Euro-AV-Buchse – Presa Peritelevisione Eurosocket

1	NF/AF 'R' ⊖→ BF 'D' 0,5 V RMS	12	X
2	NF/AF 'R' ⊖← BF 'D' 0,5 V RMS	13	⊥ Video R
3	NF/AF 'L' ⊖→ BF 'S' 0,5 V RMS	14	X
4	⊥ NF/AF BF	15	Video R ⊖ 0,7 V RMS
5	⊥ Video B	16	Blanking ⊖ Spegnim. Video
6	NF/AF 'L' ⊖ BF 'S' 0,5 V RMS	17	⊥ Video
7	Video B ⊖ 0,7 V RMS	18	⊥ Blanking Spegnimento
8	Mode AV ≙ 12 V	19	Video ⊖ 1 Vpp/75 Ω
9	⊥ Video G/V	20	Video ⊖ 1 Vpp/75 Ω
10	X	21	⊥ Chassis Telaio
11	Video G/V ⊖ 0,7 V RMS		V RMS = Veff Vpp = Vss

Spectra-Stereo

101

NORDMENDE


1S5103
KDB 5102 KDB 5103° KDB 5105
RIR4000
RCT5611
RCT5603
IR01
CCU THOM 06
CPU
ROM 8K Byte
RAM 256 Byte
IR73
MDA2061
IR81
TEA5110
IB01
M3005

Bedienteilplatte
Piastra sezione comandi – Control unit board

Infrarot-Vorverstärker
Preamplificatore infrarossi 583.521 B
Infra-red pre-amplifier

Infrarot-Fernbedienung
Telecomando infrarossi
Infra-red remote control

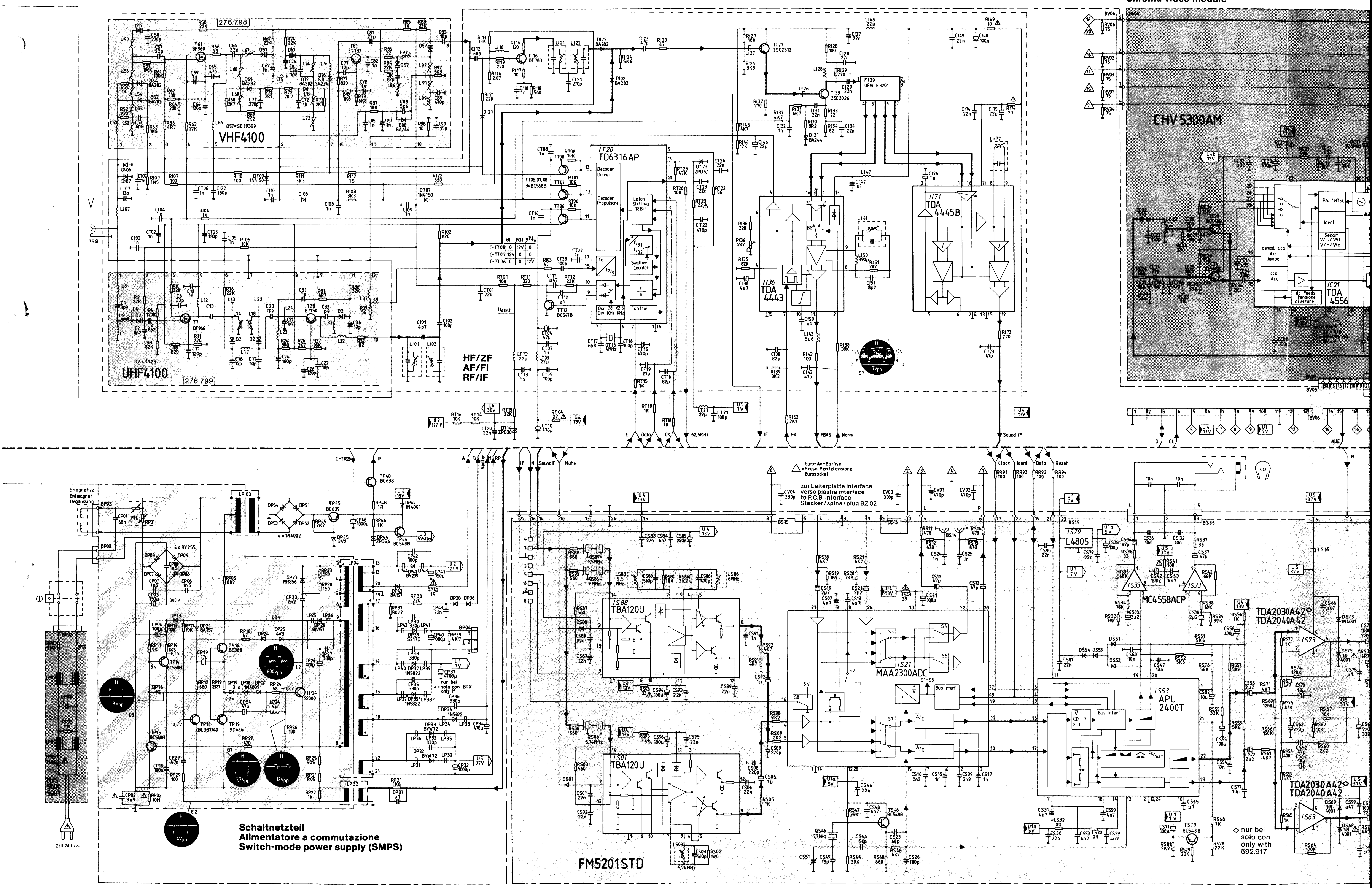
Computer Control 6
583.559

Achtung!
Bei Arbeiten am Schaltnetzteil Trenntrafo verwenden, und Messungen in diesem Bereich gegen Masse des Schaltnetzteils (Emitter TP 15) ausführen.

Attenzione!
Per i lavori sull'alimentatore a commutazione, bisogna utilizzare un trasformatore separatore ed effettuare le misurazioni in questo ambito verso massa dell'alimentatore a commutazione (emettitore TP 15).

Attention!
When carrying out repair work on components in the primary circuit of the switch mode power supply (SMPS), an isolating transformer must be employed. Measurements to be taken against ground within the primary side of the SMPS (emitter of TP 15).

Chroma-Video-Modul
Modulo crominanza video 592.915
Chroma video module

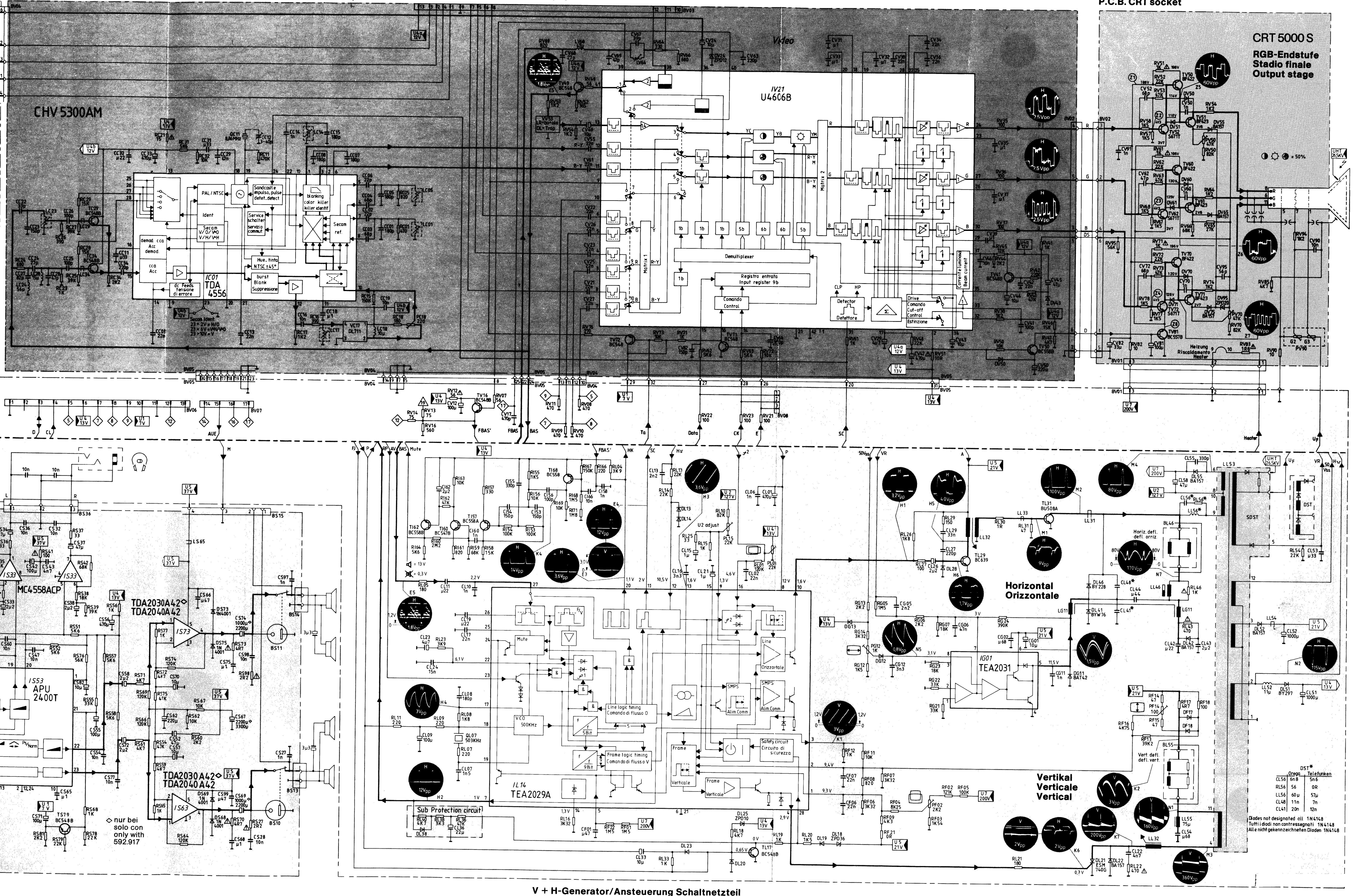

VHF4100
276.798
UHF4100
276.799
D57=SB19309
D2=1T25
75Ω
HF/ZF
AF/FI
RF/IF
TD6316AP
Decoder Driver
Decoder Propulsore
Latch Shiftreg 18Bit
Swallow Counter
Control
TT06,07,08 3×BC558B
TDA 4443
TDA 4445B
OFW G3201
CHV 5300AM
TDA 4556
PAL/NTSC
Ident
Secam
FBAS
Norm
Sound IF
Schaltnetzteil
Alimentatore a commutazione
Switch-mode power supply (SMPS)
Smagnetizz. Entmagnet. Degaussing
MIS 5000 5001
220-240 V~
4 × BY255
4 × 1N4002
nur bei = solo con BTX only if
Euro-AV-Buchse = Presa Peritelevisione Eurosocket
zur Leiterplatte Interface
verso piastra interface
to P.C.B. interface
Stecker/spina/plug BZ 02
TBA120U
MAA2300ADC
APU 2400T
MC4558ACP
L4805
TDA2030A42◇
TDA2040A42
◇ nur bei solo con only with 592.917
FM5201STD
5,5MHz
6MHz
5,74MHz
Clock
Ident
Data
Reset
Mute
Heater
62,5KHz

Ton-Modul
Modulo audio 592.726
Sound module

Chroma-Video-Modul
Modulo crominanza video 592.915
Chroma video module

zur Leiterplatte Interface, Stecker BZ 03
verso piastra interface, spina BZ 03
to P.C.B. interface, plug BZ 03

Bildrohranschluß-Platine
Piastra zoccolo cinescopio 592.909
P.C.B. CRT socket

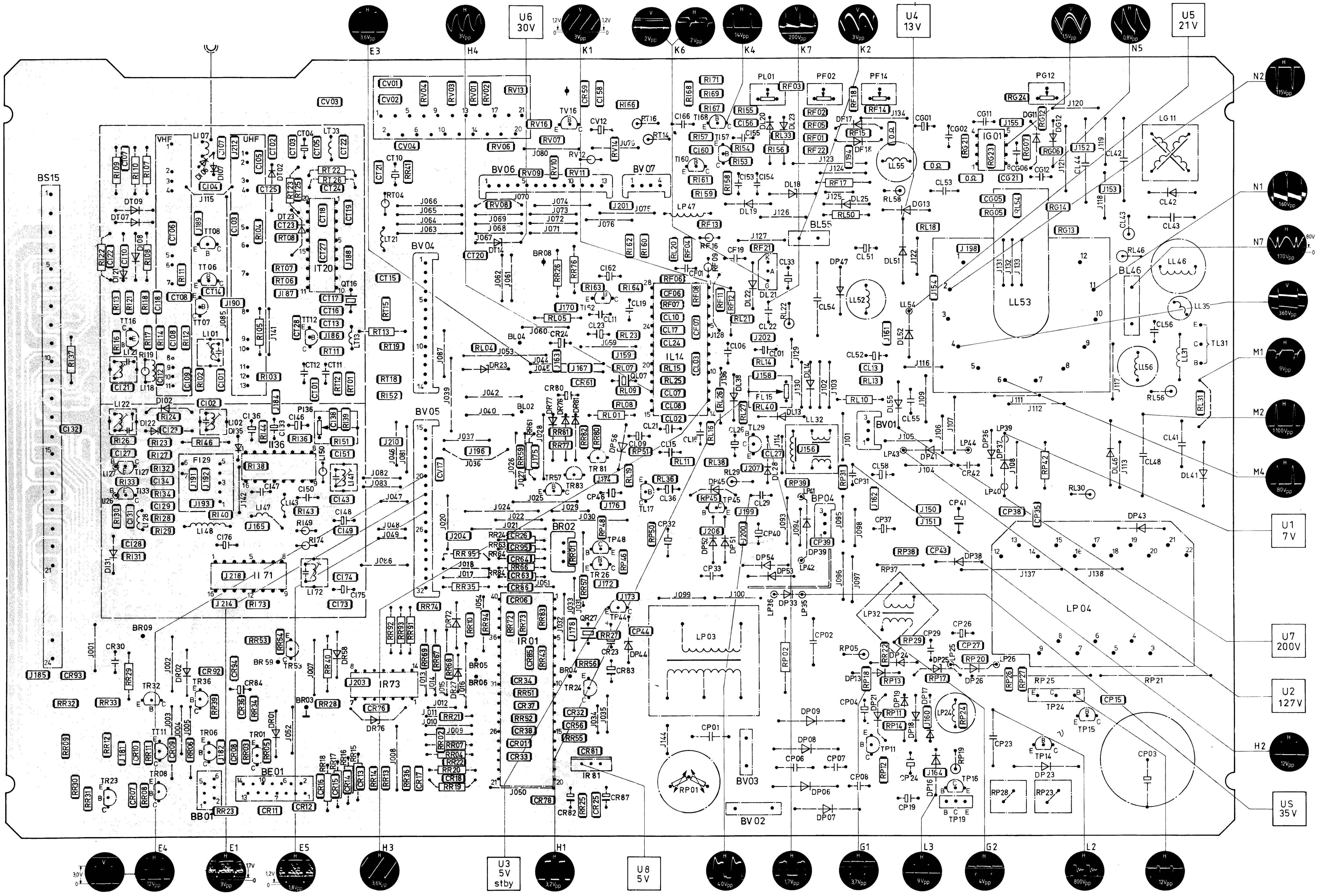

CHV 5300AM
IC01
TDA 4556
PAL/NTSC
Ident
Secam V/O/VHO V/H/VH
Sandcastle impulso, pulse detet. detect
blanking color killer killer identif
Service schalter servizio commut.
Secam ref.
demod. cca Acc demod.
cca Acc
dc Feeds tensione di errore
Hue. tinta NTSC ±45°
burst Blank Suppressione
Video
IV21
U4606B
Demultiplexer
Registro entrata Input register 9b
Comando Control
Detector Detettore
Drive Comando Cut-off Control Estinzione
Current Luminosa Beam current
Matrix 1
Matrix 2
CRT 5000 S
RGB-Endstufe
Stadio finale
Output stage
Heizung Riscaldamento Heater
MC4558ACP
IS33
IS53
APU 2400T
TDA2030A42◇
TDA2040A42
IS73
IS63
◇ nur bei solo con only with 592.917
IL14
TEA2029A
VCO 500KHz
Mute
Line logic timing Comando di flusso O
Frame logic timing Comando di flusso V
SMPS Alim.Comm
Safety circuit Circuito di sicurezza
Line Orizzontale
Frame Verticale
Sub Protection circuit
IG01
TEA2031
Horizontal
Orizzontale
Vertikal
Verticale
Vertical
Horiz. defl. defl. orizz.
Vert. defl. defl. vert.
SDST
DST
U2 adjust

DST*

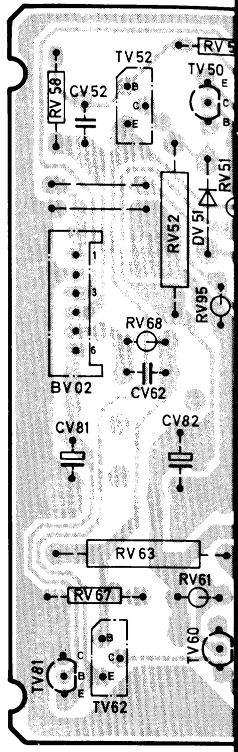
	Orega	Telefunken
CL56	6n8	5n6
RL56	56	0R
LL56	60µ	57µ
CL48	11n	7n
CL41	20n	12n

Diodes not designated all 1N4148
Tutti i diodi non contressegnati 1N4148
Alle nicht gekennzeichneten Dioden 1N4148

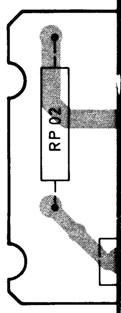
V + H-Generator/Ansteuerung Schaltnetzteil
Generatore V + O/azionamento aliment. commutat.
V + H generator/control of SMPS


E3
H4
U6 30V
K1
K6
K4
K7
K2
U4 13V
N5
U5 21V
N2
N1
N7
M1
M2
M4
U1 7V
U7 200V
U2 127V
H2
US 35V
E4
E1
E5
H3
U3 5V stby
H1
U8 5V
G1
L3
G2
L2
BS15
BV04
BV05
BV06
BV07
BL55
BL46
LL53
LP03
LP04
LP32
IR01
IL14
IT20
IR73
BR02
BE01
BB01
BV01
BP04
BV02
BV03
CP03
RP01
VHF
UHF

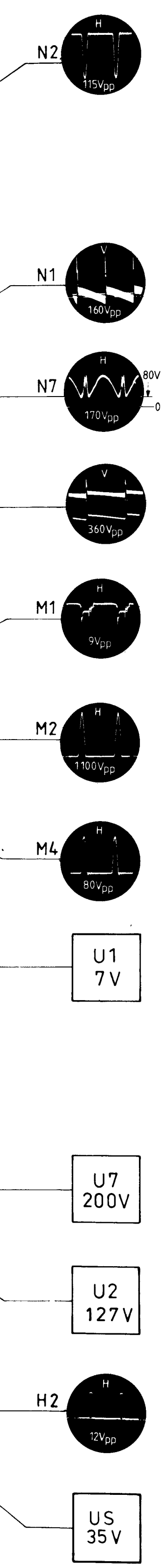
Grundplatte
Piastra di base
Basic P.C.B.
Lötseite – Lato saldature – Soldered side

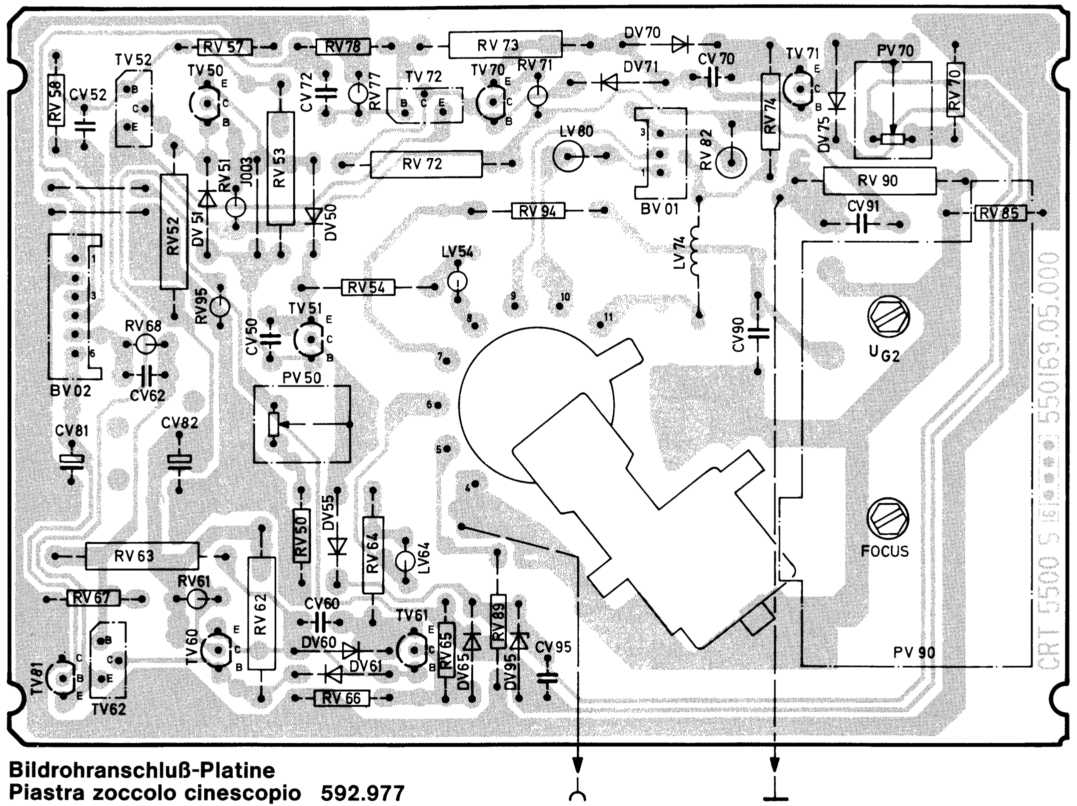

TV52
TV50
CV52
RV58
RV52
DV51
RV51
RV95
RV68
CV62
BV02
CV81
CV82
RV63
RV61
RV67
TV81
TV62
TV60

Bildrohranschluß-Pla
Piastra zoccolo cine
P.C.B. CRT socket
Lötseite – Lato saldature

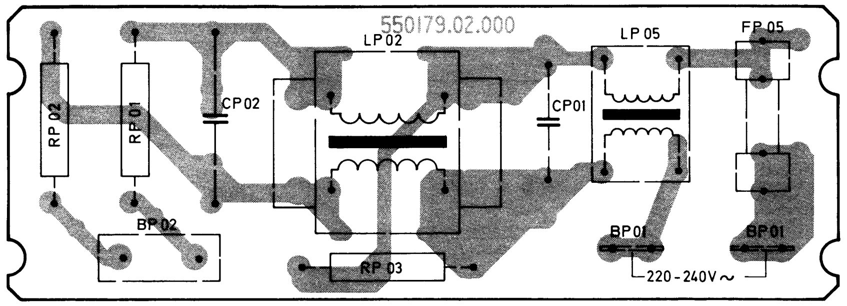


Leiterplatt
Piastra bo
P.C.B. Mai
Lötseite – L


N2
115Vpp
N1
160Vpp
N7
80V
170Vpp
360Vpp
M1
9Vpp
M2
1100Vpp
M4
80Vpp
U1 7V
U7 200V
U2 127V
H2
12Vpp
US 35V


RV 57
RV 78
RV 73
DV 70
CV 70
TV 71
PV 70
RV 70
RV 58
CV 52
TV 52
TV 50
CV 72
RV 77
TV 72
TV 70
RV 71
DV 71
RV 74
DV 75
LV 80
RV 82
RV 72
RV 90
CV 91
RV 85
RV 52
DV 51
RV 51
J003
RV 53
DV 50
RV 94
BV 01
LV 74
RV 54
LV 54
BV 02
RV 68
RV 95
TV 51
CV 50
CV 62
PV 50
CV 90
UG2
CV 81
CV 82
RV 50
DV 55
RV 64
LV 64
FOCUS
RV 63
RV 61
RV 67
RV 62
CV 60
DV 60
TV 61
DV 61
RV 65
DV 65
RV 89
DV 95
CV 95
TV 60
TV 81
TV 62
RV 66
PV 90
CRT 5500 S
550169.05.000

Bildrohranschluß-Platine
Piastra zoccolo cinescopio 592.977
P.C.B. CRT socket
Lötseite – Lato saldature – Soldered side


550179.02.000
LP 02
LP 05
FP 05
RP 02
RP 01
CP 02
CP 01
BP 02
BP 01
BP 01
RP 03
220 - 240V ~

Leiterplatte Netzfilter
Piastra bobina d'arresto 527.436
P.C.B. Mains filter
Lötseite – Lato saldature – Soldered side

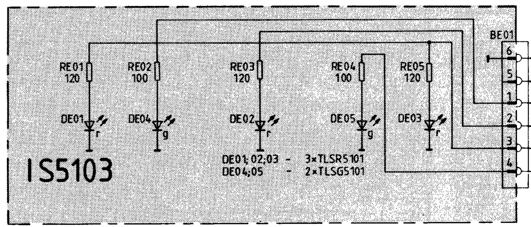
△ = Euro-AV-Buchse
Presa Peritelevisione
Eurosocket

△1	NF/AF 'R' ○→ BF 'D' 0,5 V RMS	△12	X
△2	NF/AF 'R' →○ BF 'D' 0,5 V RMS	△13	⊥ Video R
△3	NF/AF 'L' ○→ BF 'S' 0,5 V RMS	△14	X
△4	⊥ NF/AF BF	△15	Video R →○ 0,7 V RMS
△5	⊥ Video B	△16	Blanking →○ Spegnim. Video
△6	NF/AF 'L' →○ BF 'S' 0,5 V RMS	△17	⊥ Video
△7	Video B →○ 0,7 V RMS	△18	⊥ Blanking Spegnimento
△8	Mode AV ≙ 12 V	△19	Video ○→ 1 V_{pp}/75 Ω
△9	⊥ Video G/V	△20	Video →○ 1 V_{pp}/75 Ω
△10	X	△21	⊥ Chassis Telaio
△11	Video G/V →○ 0,7 V RMS		V RMS = V_{eff} V_{pp} = V_{ss}

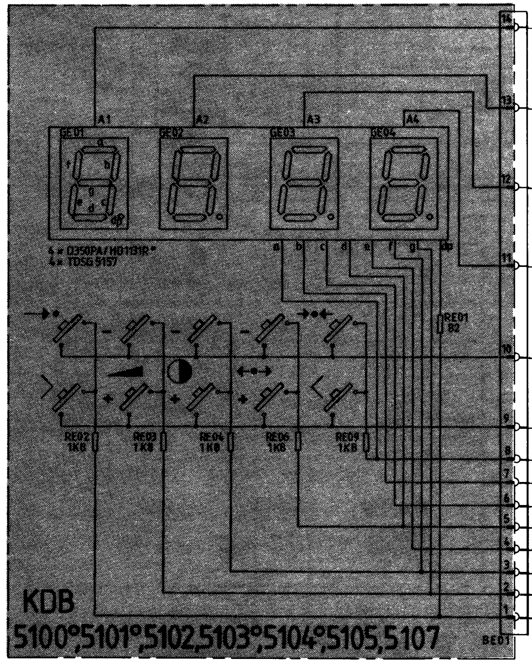
Spectra-Stereo-Monitor 5500

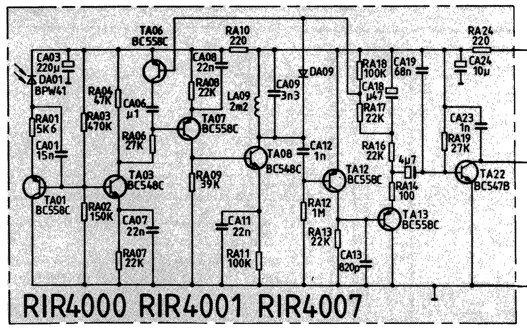
NORDMENDE

Leiterplatte LED
Piastra LED
P.C.B. LED

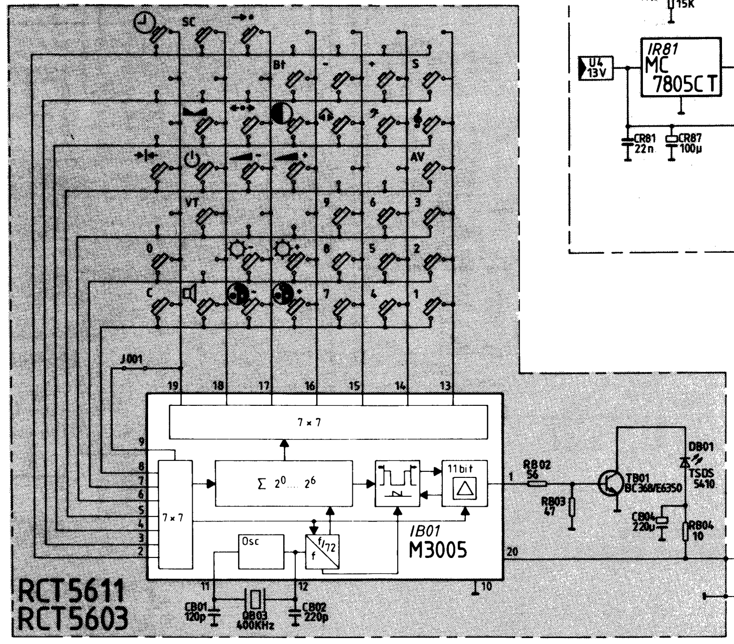

RE01 120
RE02 100
RE03 120
RE04 100
RE05 120
DE01
DE04
DE02
DE05
DE03
DE01;02;03 - 3×TLSR5101
DE04;05 - 2×TLSG5101
BE01
1S5103

Bedienteilplatte
Piastra sezione comandi
Control unit board

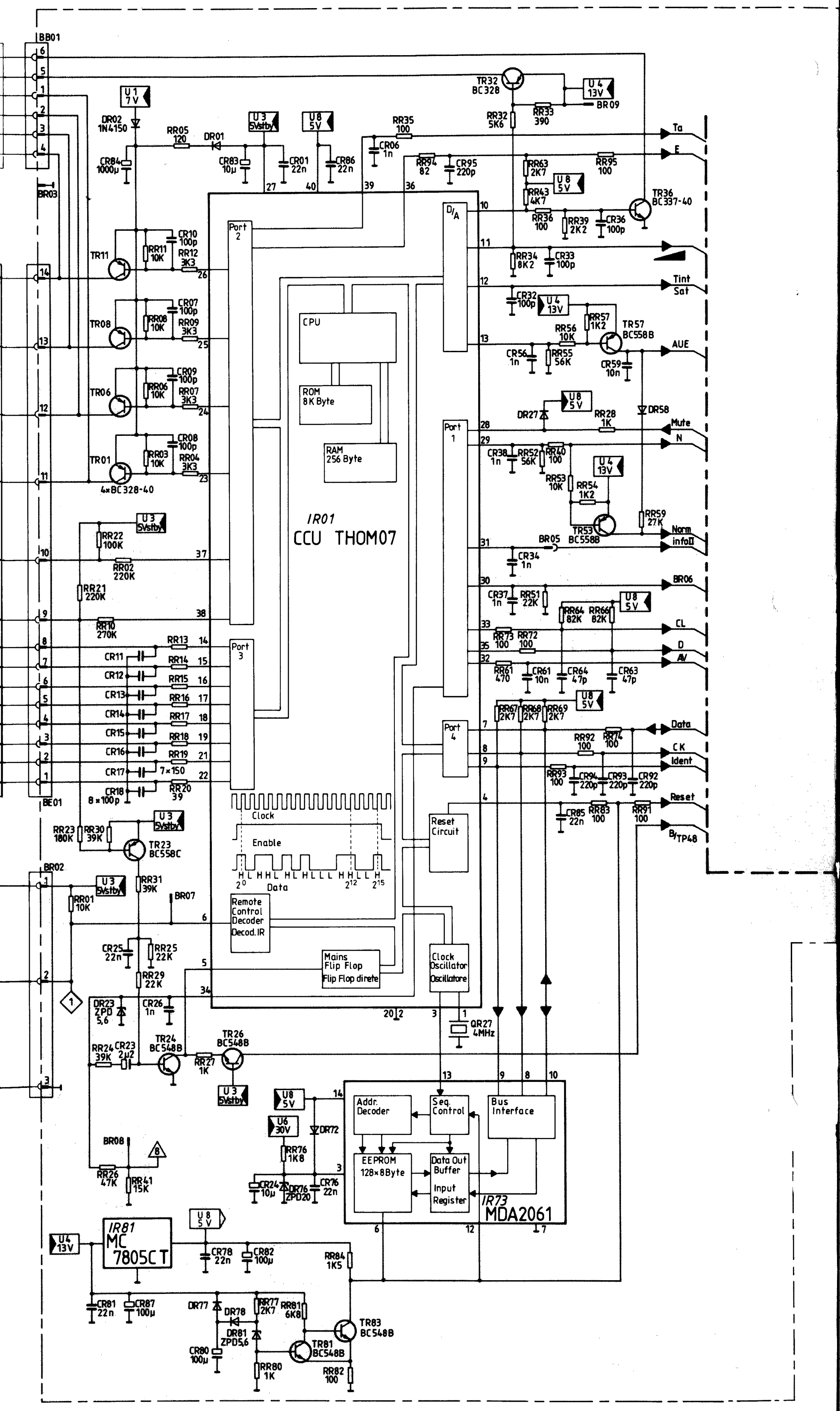

GE01
GE02
GE03
GE04
A1
A2
A3
A4
4× D350PA/HD1131R
4× TDSG 5157
RE01 82
RE02 1K8
RE03 1K8
RE04 1K8
RE06 1K8
RE09 1K8
KDB
5100;5101;5102;5103;5104;5105;5107
BE01


TA06 BC558C
RA10 220
RA24 220
CA24 10µ
CA03 220µ
DA01 BPW41
CA08 22n
RA08 22K
DA09
CA09 3n3
LA09 2m2
RA18 100K
CA19 68n
CA18 µ47
RA17 22K
CA23 1n
RA19 27K
RA01 5K6
RA04 47K
CA06 µ1
RA03 470K
RA06 27K
TA07 BC558C
TA08 BC548C
CA12 1n
RA16 22K
4µ7
TA22 BC547B
CA01 15n
TA03 BC548C
RA09 39K
TA12 BC558C
RA14 100
TA01 BC558C
RA02 150K
CA07 22n
CA11 22n
RA12 1M
TA13 BC558C
RA07 22K
RA11 100K
RA13 22K
CA13 820p
RIR4000 RIR4001 RIR4007

Infrarot-Vorverstärker
Preamplificatore infrarossi 583.558
Infra-red pre-amplifier


SC
AV
VT
J001
7×7
Σ 2⁰ 2⁶
11 bit
Osc
f/12
IB01
M3005
RB02 56
RB03 47
TB01 BC368/E6350
DB01 TSDS 5410
CB04 220µ
RB04 10
6V
CB01 120p
DB03 400KHz
CB02 220p
RCT5611
RCT5603

Infrarot-Fernbedienung
Telecomando infrarossi
Infra-red remote control


BB01
TR32 BC328
U4 13V
BR09
RR32 5K6
RR33 390
U1 7V
U3 5Vstby
U8 5V
RR35 100
DR02 1N4150
RR05 120
DR01
CR84 1000µ
CR83 10µ
CR01 22n
CR86 22n
CR06 1n
RR94 82
CR95 220p
RR63 2K7
RR95 100
Ta
E
TR36 BC337-40
RR36 100
RR39 2K2
CR36 100p
RR43 4K7
D/A
Port 2
TR11
CR10 100p
RR11 10K
RR12 3K3
RR34 8K2
CR33 100p
Tint
Sat
TR08
CR07 100p
RR08 10K
RR09 3K3
CPU
CR32 100p
RR57 1K2
TR57 BC558B
AUE
RR56 10K
CR56 1n
RR55 56K
CR59 10n
TR06
CR09 100p
RR06 10K
RR07 3K3
ROM 8K Byte
DR27
RR28 1K
DR58
Mute
N
TR01
CR08 100p
RR03 10K
RR04 3K3
RAM 256 Byte
Port 1
CR38 1n
RR52 56K
RR40 100
RR53 10K
RR54 1K2
4×BC328-40
RR22 100K
RR02 220K
IR01
CCU THOM07
RR59 27K
Norm
Info
BR05
TR53 BC558B
CR34 1n
RR21 220K
BR06
RR10 270K
CR37 1n
RR51 22K
RR64 82K
RR66 82K
CL
D
AV
Port 3
RR13
RR14
RR15
RR16
RR17
RR18
RR19
7×150
CR11
CR12
CR13
CR14
CR15
CR16
CR17
CR18
8×100p
RR20 39
RR71 100
RR72 100
RR61 470
CR61 10n
CR64 47p
CR63 47p
Port 4
RR67 2K7
RR68 2K7
RR69 2K7
Data
RR92 100
RR70 100
CK
Ident
RR93 100
CR94 220p
CR93 220p
CR92 220p
Reset
Reset Circuit
CR85 22n
RR83 100
RR91 100
TP48
BE01
RR23 180K
RR30 39K
TR23 BC558C
Clock
Enable
Data
Remote Control Decoder Decod. IR
BR02
RR31 39K
BR07
RR01 10K
CR25 22n
RR25 22K
RR29 22K
Mains Flip Flop
Flip Flop direte
Clock Oscillator Oscillatore
DR23 ZPD 5,6
CR26 1n
TR24 BC548B
TR26 BC548B
RR27 1K
RR24 39K
CR23 2µ2
QR27 4MHz
Addr. Decoder
Seq. Control
Bus Interface
U6 30V
DR72
EEPROM 128×8Byte
Data Out Buffer
Input Register
IR73
MDA2061
BR08
RR76 1K8
RR26 47K
RR41 15K
CR24 10µ
DR76 ZPD20
CR76 22n
U4 13V
IR81 MC 7805CT
U8 5V
CR78 22n
CR82 100µ
RR84 1K5
CR81 22n
CR87 100µ
DR77
DR78
RR77 2K7
RR81 6K8
DR81 ZPD5,6
TR83 BC548B
CR80 100µ
TR81 BC548B
RR80 1K
RR82 100

Computer Control 6
583.559

Achtung!

Bei Arbeiten am Schaltnetzteil Trenntrafo verwenden, und Messungen in diesem Bereich gegen Masse des Schaltnetzteils (Emitter TP 15) ausführen.

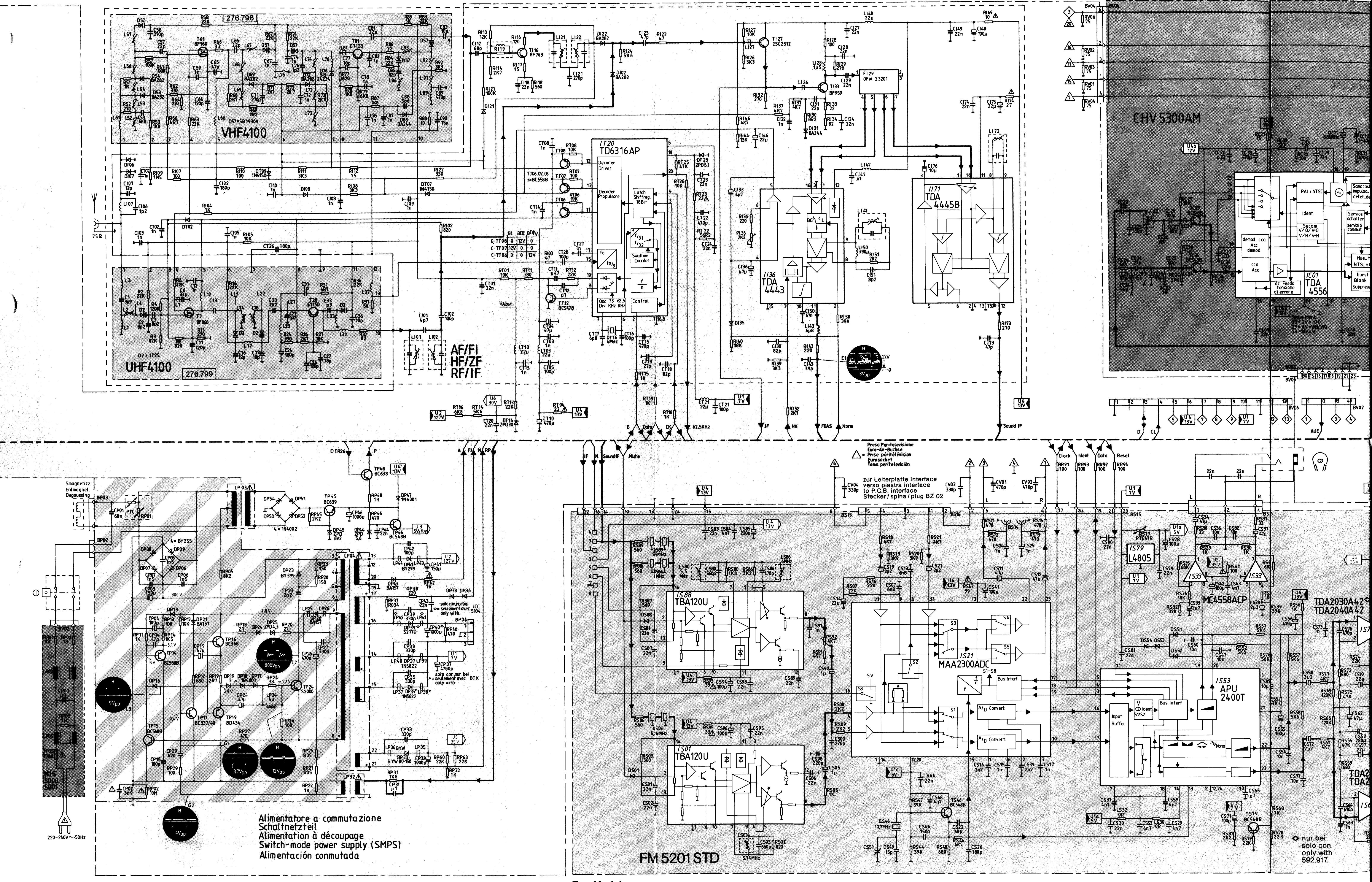
Attenzione!

Per i lavori sull'alimentatore a commutazione, bisogna utilizzare un trasformatore separatore ed effettuare le misurazioni in questo ambito verso massa dell'alimentatore a commutazione (emettitore TP 15).

Attention!

When carrying out repair work on components in the primary circuit of the switch mode power supply (SMPS), an isolating transformer must be employed. Measurements to be taken against ground within the primary side of the SMPS (emitter of TP 15).

Chroma-Video-Modul
Modulo crominanza video **592.915**
Chroma video module



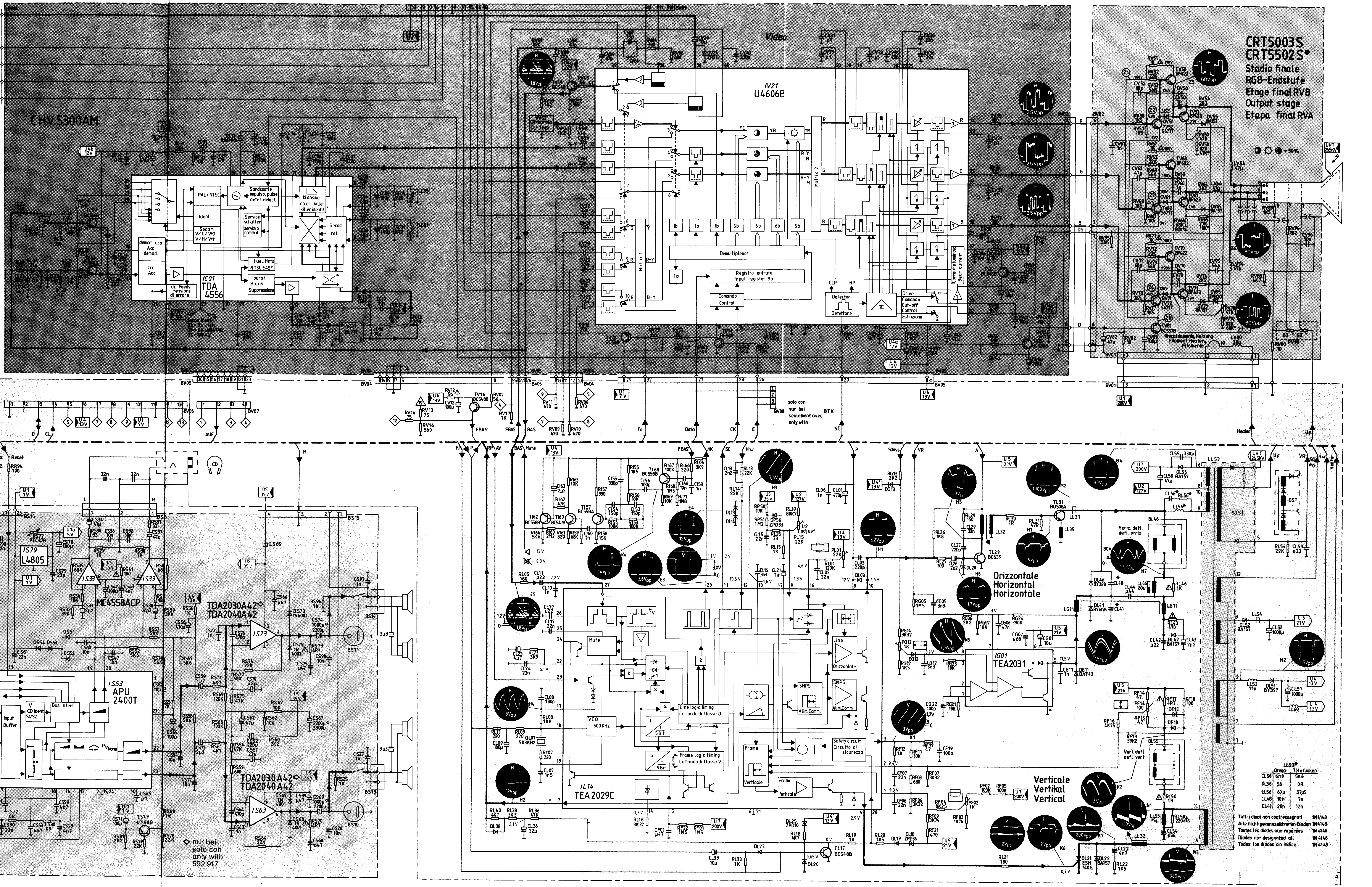
VHF4100
276.798
UHF4100
276.799
D57=SB19309
D2=1T25
75Ω
AF/FI
HF/ZF
RF/IF
IT20
TD6316AP
Decoder Driver
Decoder Propulsore
Latch Shiftreg. 18Bit
Swallow Counter
Control
Osc Div 7,8 KHz 62,5 KHz
TT06,07,08 3×BC558B
U_Abst.
T116 BF763
T127 2SC2512
T133 BF959
F129 OFW G3201
I136 TDA 4443
I171 TDA 4445B
CHV 5300AM
PAL/NTSC
Ident
Secam V/O/V+O V/H/V-H
Service schalter servizio commut
Sandcastle impulso detet.
demod. cca Acc demod.
cca Acc
dc Feeds fensione di errore
IC01 TDA 4556
burst Blank Suppress
Hue, NTSC
Sound IF
FBAS
Norm
HK
IF
E
Data
CK
62,5KHz
D
CL
AUE
BV04
BV05
BV06
BV07
C-TR26
P
A
FJ
N
RP
TP48 BC638
TP45 BC639
4×1N4002
4×BY255
PTC
Smagnetizz. Entmagnet. Degaussing
BP03
BP02
MIS 5000 5001
220-240V~50Hz
9Vpp
800Vpp
3,7Vpp
12Vpp
4Vpp
TP16 BC368
TP14 BC558B
TP15 BC548B
TP11 BC337/40
TP19 BD434
TP24 S2000
solo con,nur bei seulement avec only with
BTX
Alimentatore a commutazione
Schaltnetzteil
Alimentation à découpage
Switch-mode power supply (SMPS)
Alimentación conmutada
IF
SoundIF
Mute
Presa Peritelevisione
Euro-AV-Buchse
Prise péritélévision
Eurosocket
Toma peritelevisión
zur Leiterplatte Interface
verso piastra interface
to P.C.B. interface
Stecker/spina/plug BZ 02
Clock
Ident
Data
Reset
BS14
BS15
BS16
IS88 TBA120U
IS01 TBA120U
IS21 MAA2300ADC
IS79 L4805
IS33
MC4558ACP
IS53 APU 2400T
Input Buffer
Bus Interf.
A/D Convert.
S1–S8
TDA2030A42◇
TDA2040A42
FM 5201 STD
5,5MHz
5,74MHz
17,7MHz
◇ nur bei solo con only with 592.917

Ton-Modul
Modulo audio **592.726**
Sound module

Chroma-Video-Modul
Modulo crominanza video 592.915
Chroma video module

zur Leiterplatte Interface, Stecker BZ 03
verso piastra interface, spina BZ 03
to P.C.B. interface, plug BZ 03

Bildrohranschluß-Platine
Piastra zoccolo cinescopio 592.977
P.C.B. CRT socket


CHV 5300AM
IC01 TDA 4556
PAL/NTSC
Ident
Secam V/O/V+O V/H/V+H
Sandcastle impulsa_pulse detet_detect.
Service schalter servizio commut.
blanking color killer killer identif
Secam ref.
Hue_tinta NTSC ±45°
burst Blank Suppressione
demod. cca Acc demod.
cca Acc
dc Feeds tensione di errore
Secam Ident: 23 = 2V = H/O 23 = 6V = H/V+O 23 = 10V = V
Video
IV21 U4606B
Matrix 1
Matrix 2
Demultiplexer
Registro entrata Input register 9b
Comando Control
Detector Detettore
Drive Comando Cut-off Control Estinzione
Corrente luminosa Beam current
CRT5003S
CRT5502S*
Stadio finale
RGB-Endstufe
Etage final RVB
Output stage
Etapa final RVA
Riscaldamento, Heizung Filament, Heater Filamento
UHT 26,5KV
IS79 L4805
MC4558ACP
IS53 APU 2400T
Input Buffer
Bus Interf.
TDA2030A42◇ TDA2040A42
IS73
IS63
◇ nur bei solo con only with 592.917
solo con nur bei seulement avec only with BTX
IL14 TEA2029C
Mute
VCO 500KHz
Line logic timing Comando di flusso O
Frame logic timing Comando di flusso V
Line Orizzontale
SMPS Alim. Comm.
Safety circuit Circuito di sicurezza
Frame Verticale
IG01 TEA2031
Orizzontale Horizontal Horizontale
Verticale Vertikal Vertical
Horiz. defl. defl. orizz.
Vert. defl. defl. vert.
SDST
DST

LL53*

	Orega	Telefunken
CL56	6n8	5n6
RL56	56	0R
LL56	60µ	57µ5
CL48	10n	7n
CL41	20n	12n

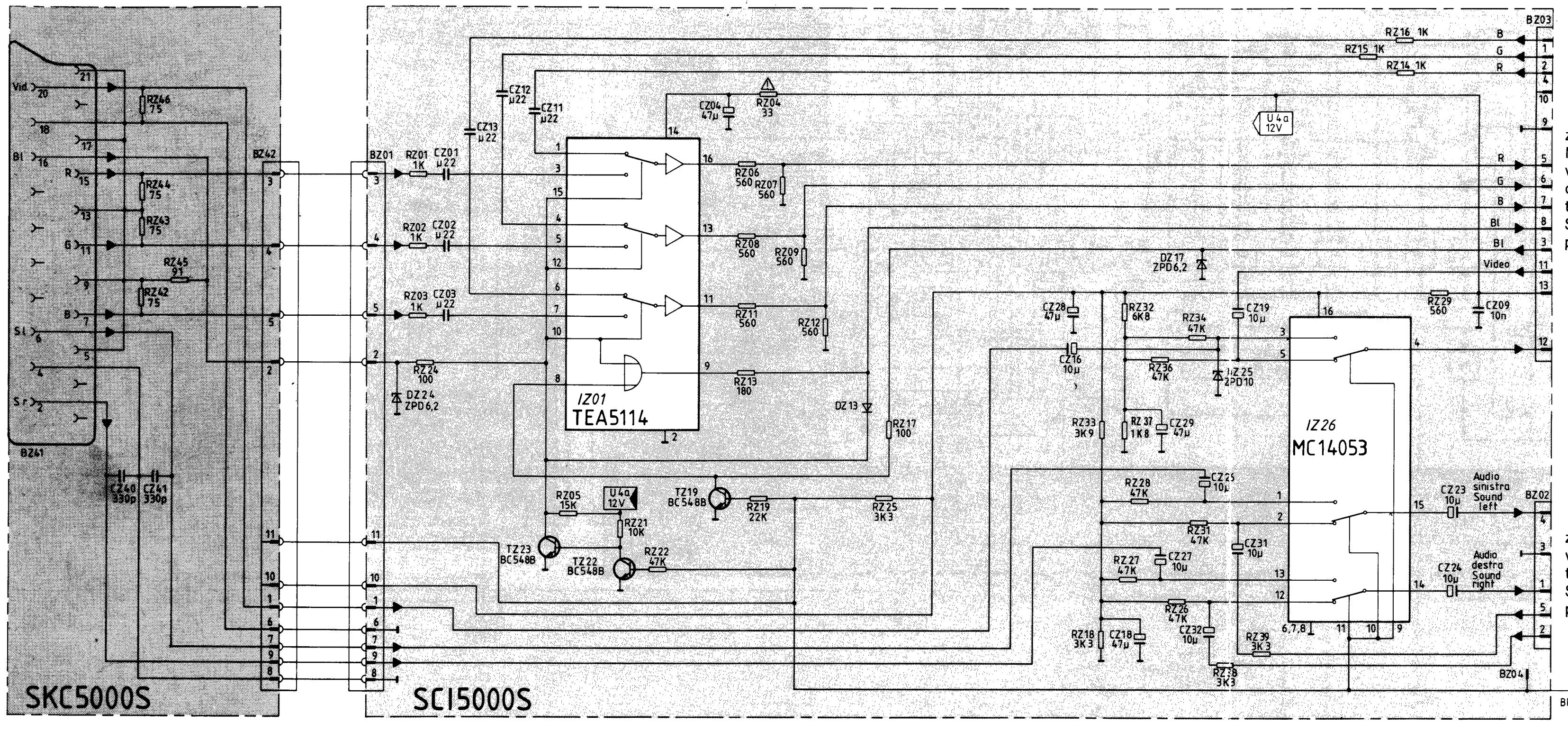
Tutti i diodi non contressegnati 1N4148
Alle nicht gekennzeichneten Dioden 1N4148
Toutes les diodes non repérées 1N 4148
Diodes not designated all 1N 4148
Todos los diodos sin indice 1N 4148

V + H-Generator/Ansteuerung Schaltnetzteil
Generatore V + O/azionamento aliment. commutat.
V + H generator/control of SMPS

Geräte mit zwei Euro-AV-Buchsen
Apparecchi con due prese Peritelevisione
Sets fitted with two Euro-AV (SCART) sockets

2. Euro-AV-Buchse
2. Presa Peritelevisione
2nd Eurosocket
592.728

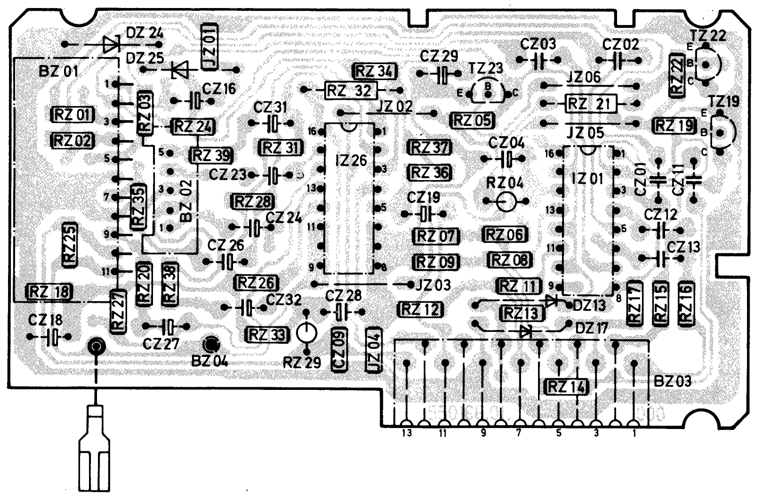
Interface
592.910


SKC5000S
SC15000S
IZ01 TEA5114
IZ26 MC14053
BZ41
BZ42
BZ01
BZ02
BZ03
BZ04
Vid
Bl
R
G
B
SL
Sr
B
G
R
Bl
Video
Audio sinistra Sound left
Audio destra Sound right
BR06

zum Chroma-Video-Modul
verso modulo crominanza video
to chroma video module
Stecker / spina / plug BV 03

zum Ton-Modul
verso modulo audio
to sound module
Stecker / spina / plug BS 16

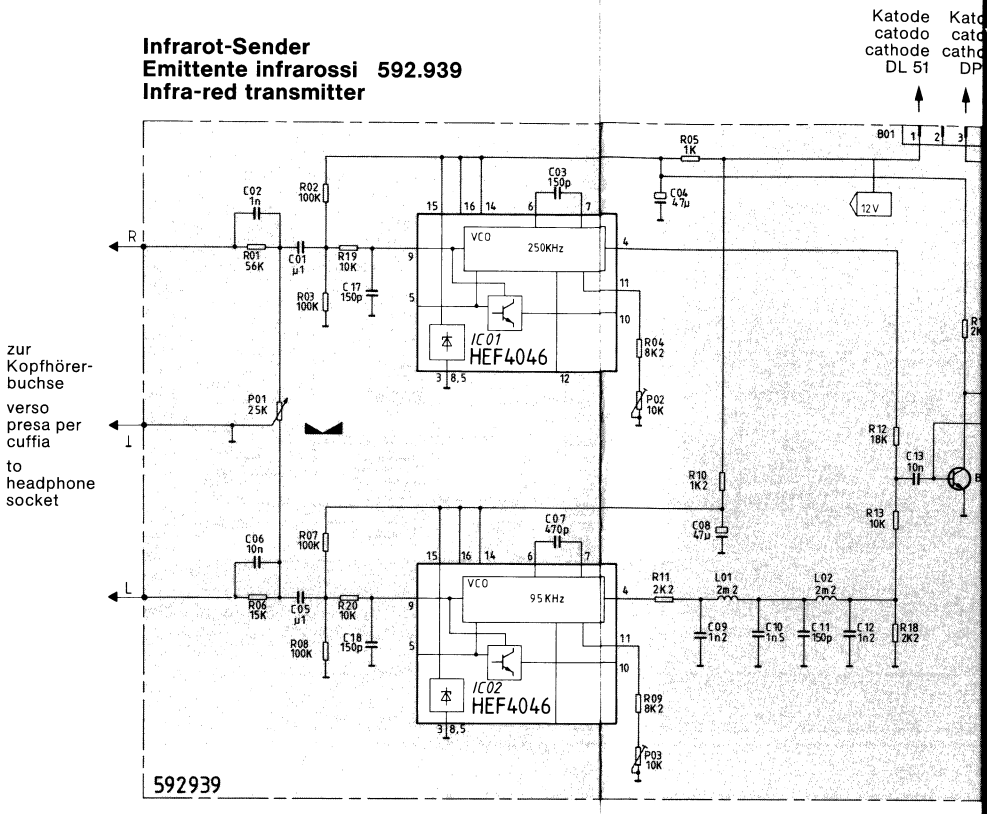
zur Grundplatte
verso piastra di base
to basic P.C.B.
Pin BR 06 (IR 01/30)


BZ 01
BZ 02
BZ 03
BZ 04
IZ26
IZ 01
TZ22
TZ19
TZ23

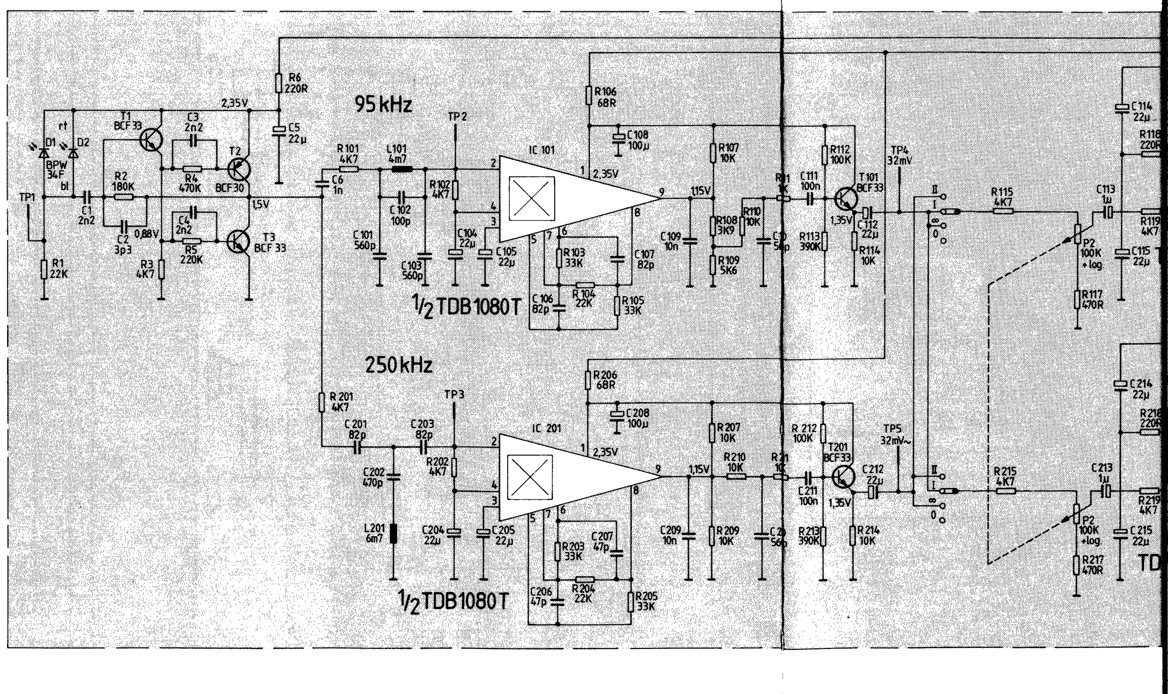
Interface-Modul
Modulo interface 592.910
Interface module
Lötseite – Lato saldature – Soldered side

Geräte mit Infrarot-Kopfhörer
Apparecchi con cuffia infrarossi
Sets with infra-red headphones

Infrarot-Sender
Emittente infrarossi 592.939
Infra-red transmitter

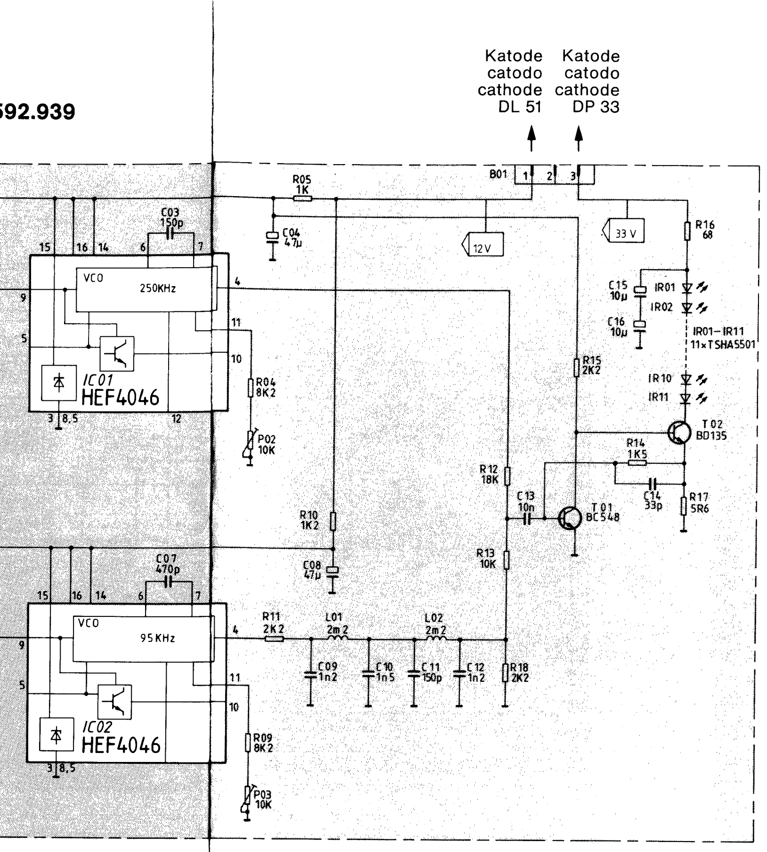

Katode
catodo
cathode
DL 51
zur Kopfhörerbuchse
verso presa per cuffia
to headphone socket
R
L
VCO
250KHz
95KHz
IC01 HEF4046
IC02 HEF4046
B01
12V
592939

Infrarot-Kopfhörer
Cuffia infrarossi 471.066
Infra-red headphones

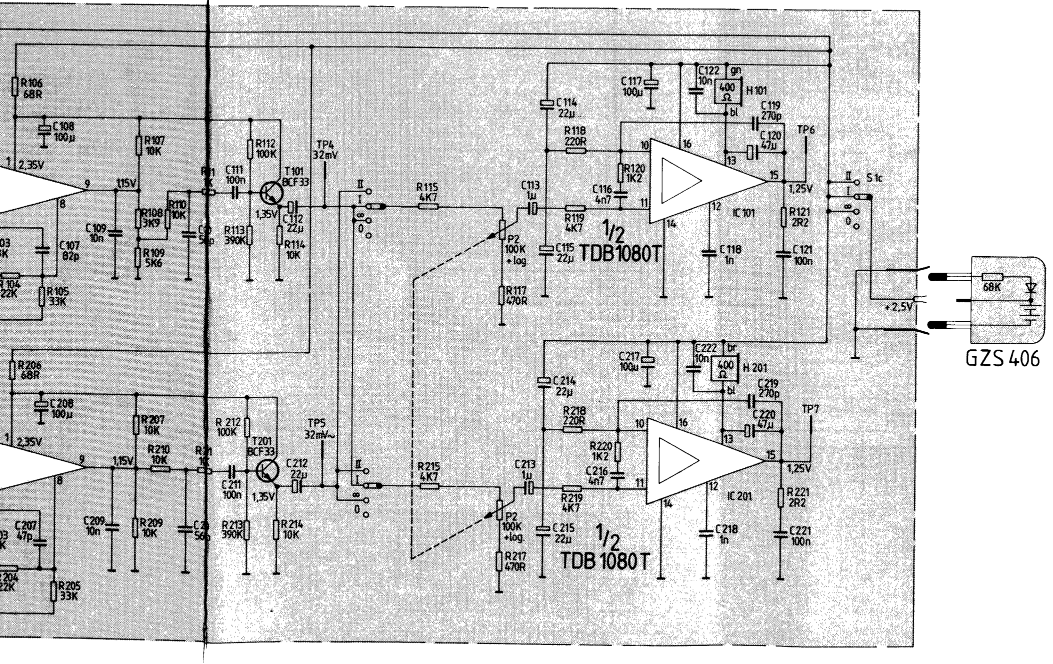

95kHz
250kHz
IC 101
IC 201
1/2 TDB1080T
1/2 TDB1080T
BPW 34F
TP1
TP2
TP3
TP4
TP5

arot-Kopfhörer
n cuffia infrarossi
red headphones

592.939



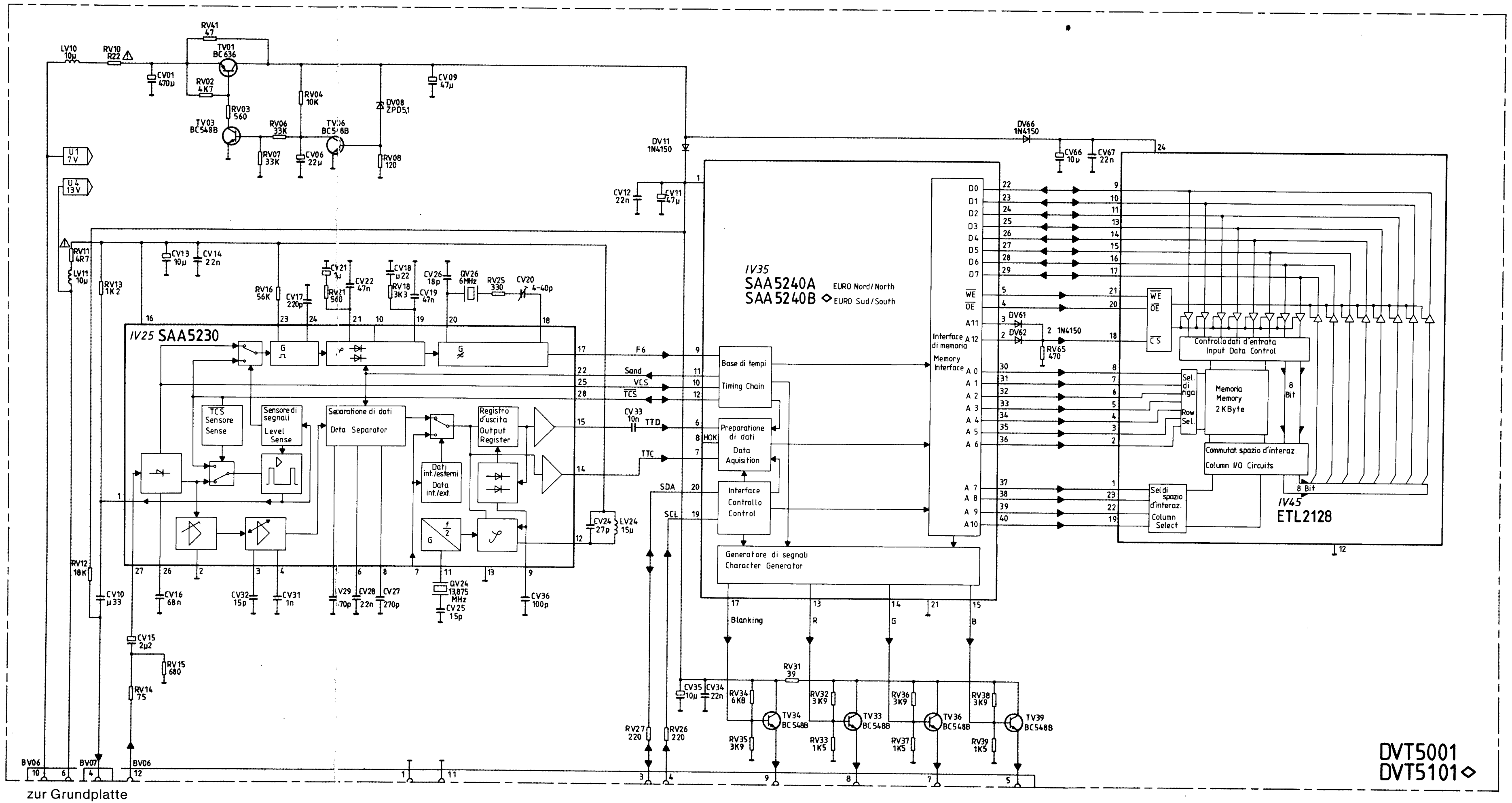
Katode catodo cathode DL 51
Katode catodo cathode DP 33
B01
12V
33V
VCO 250KHz
IC01 HEF4046
VCO 95KHz
IC02 HEF4046
T01 BC548
T02 BD135
IR01–IR11 11×TSHA5501
L01 2m2
L02 2m2



T101 BCF33
T201 BCF33
TP4 32mV~
TP5 32mV~
1/2 TDB1080T
IC101
IC201
TP6
TP7
+2,5V
GZS 406

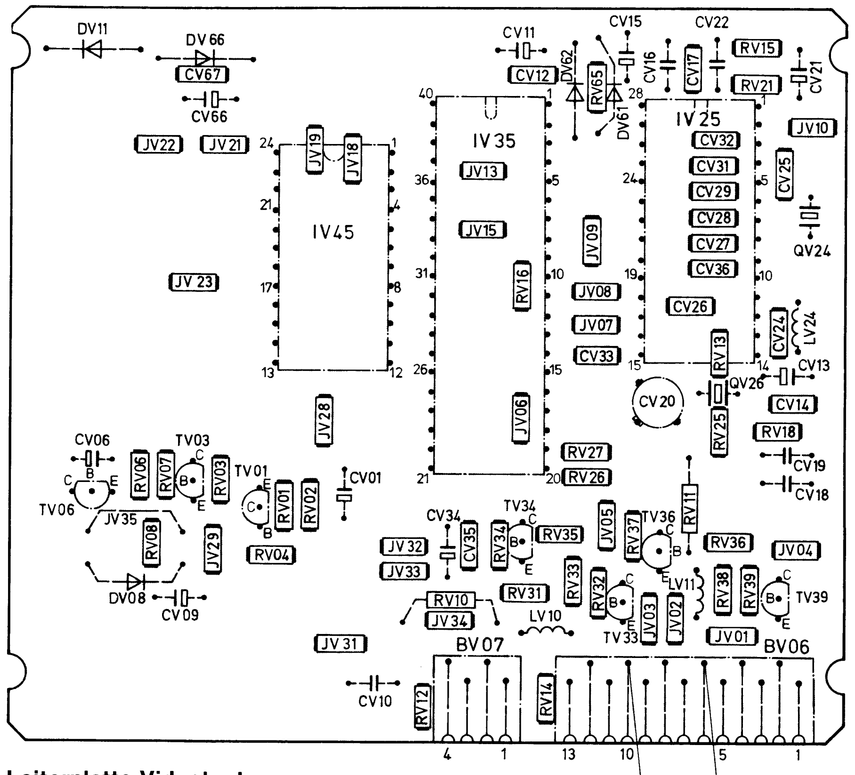
Videotext mit 2 Seitenspeicher, ohne BTX-Anschluß
Televideo con 2 memorie di pagine, senza collegamento Videotel
Teletext with 2-page storage; without view-data connection

Leiterplatte Videotext	
Piastra Televideo	**592.746** (Süd, Sud, South)
P.C.B. teletext	**592.747** (Nord, North)



IV25 SAA5230
IV35 SAA5240A EURO Nord/North
SAA5240B ◇ EURO Sud/South
IV45 ETL2128
TV01 BC636
TV03 BC548B
TV06 BC548B
TV33 BC548B
TV34 BC548B
TV36 BC548B
TV39 BC548B
Base di tempi Timing Chain
Preparazione di dati Data Aquisition
Interface Controllo Control
Generatore di segnali Character Generator
Controllo dati d'entrata Input Data Control
Memoria Memory 2 KByte
Commutat. spazio d'interaz. Column I/O Circuits
Sel. di spazio d'interaz. Column Select
Separatore di dati Data Separator
Registro d'uscita Output Register
Sensore di segnali Level Sense
TCS Sensore Sense
Dati int./esterni Data int./ext
Blanking
R
G
B
BV06
BV07
DVT5001
DVT5101◇

zur Grundplatte
verso piastra di base
to basic P.C.B.
Stecker/spina/plug
BV 06 + BV 07



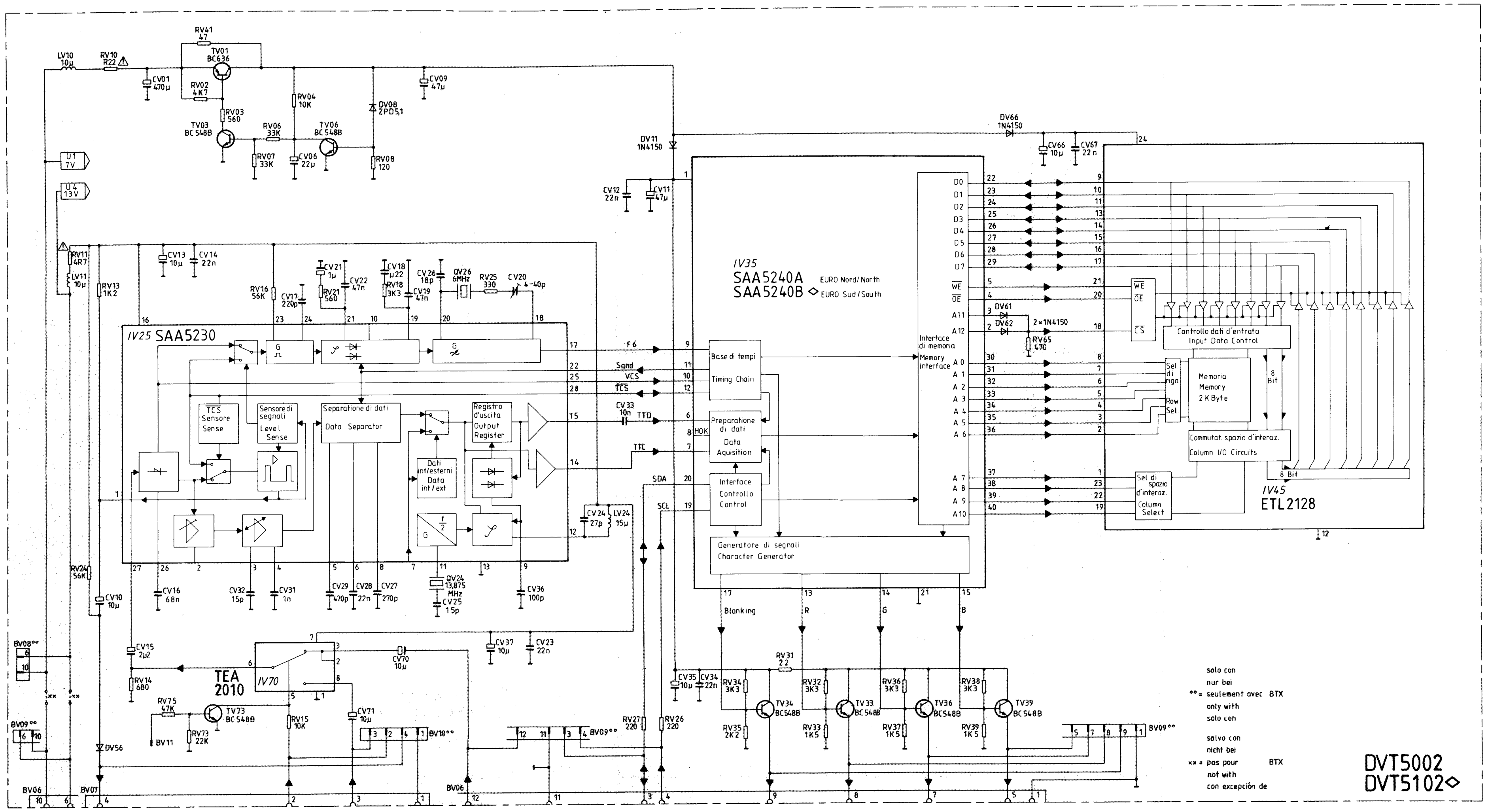
IV35
IV45
IV25
BV07
BV06
7V
13V

Leiterplatte Videotext	**592.746**
Piastra Televideo	**592.747**
P.C.B. teletext	

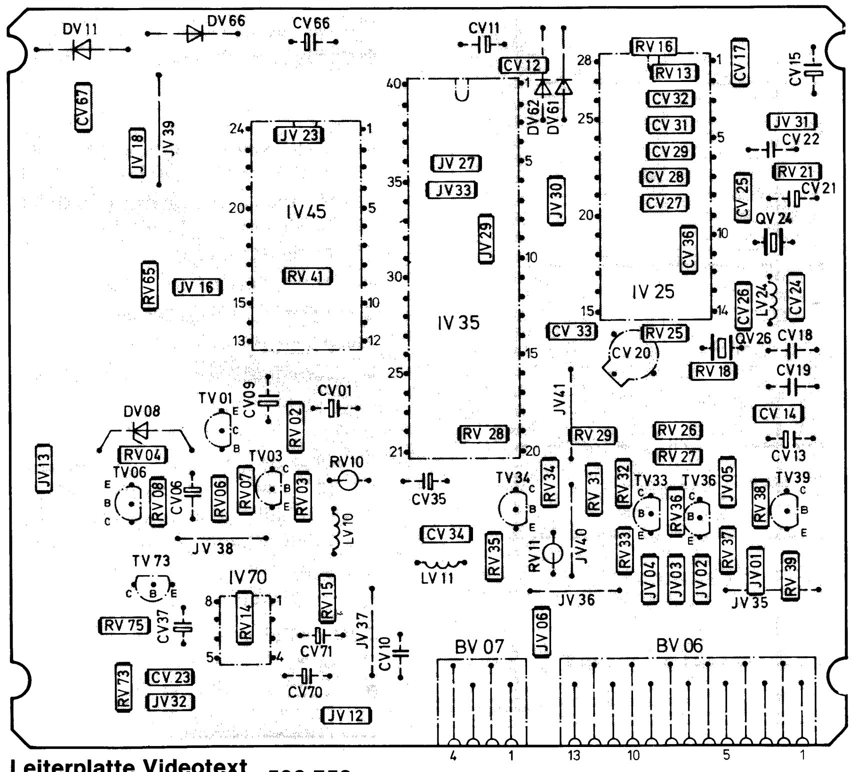
Lötseite – Lato saldature – Soldered side

Videotext mit 2 Seitenspeicher und BTX-Anschluß
Televideo con 2 memorie di pagine e collegamento Videotel
Teletext with 2-page storage and view-data connection

Leiterplatte Videotext	
Piastra Televideo	**592.759** (Süd, Sud, South)
P.C.B. teletext	**592.760** (Nord, North)


IV25 SAA5230
IV35 SAA5240A EURO Nord/North
SAA5240B ◇ EURO Sud/South
IV45 ETL2128
TEA 2010 IV70
Base di tempi / Timing Chain
Preparazione di dati / Data Aquisition
Interface Controllo Control
Generatore di segnali / Character Generator
Interface di memoria / Memory interface
Sensore di segnali / Level Sense
TCS Sensore Sense
Separazione di dati / Data Separator
Registro d'uscita / Output Register
Dati int/esterni / Data int/ext
Controllo dati d'entrata / Input Data Control
Memoria Memory 2 K Byte
Commutat. spazio d'interaz. / Column I/O Circuits
Sel. di spazio d'interaz. / Column Select
Sel. di riga / Row Sel.
Blanking
R
G
B
solo con
nur bei
** = seulement avec BTX
only with
solo con
salvo con
nicht bei
*** = pas pour BTX
not with
con excepción de
DVT5002
DVT5102◇

zur Grundplatte
verso piastra di base
to basic P.C.B.
Stecker/spina/plug
BV 06 + BV 07

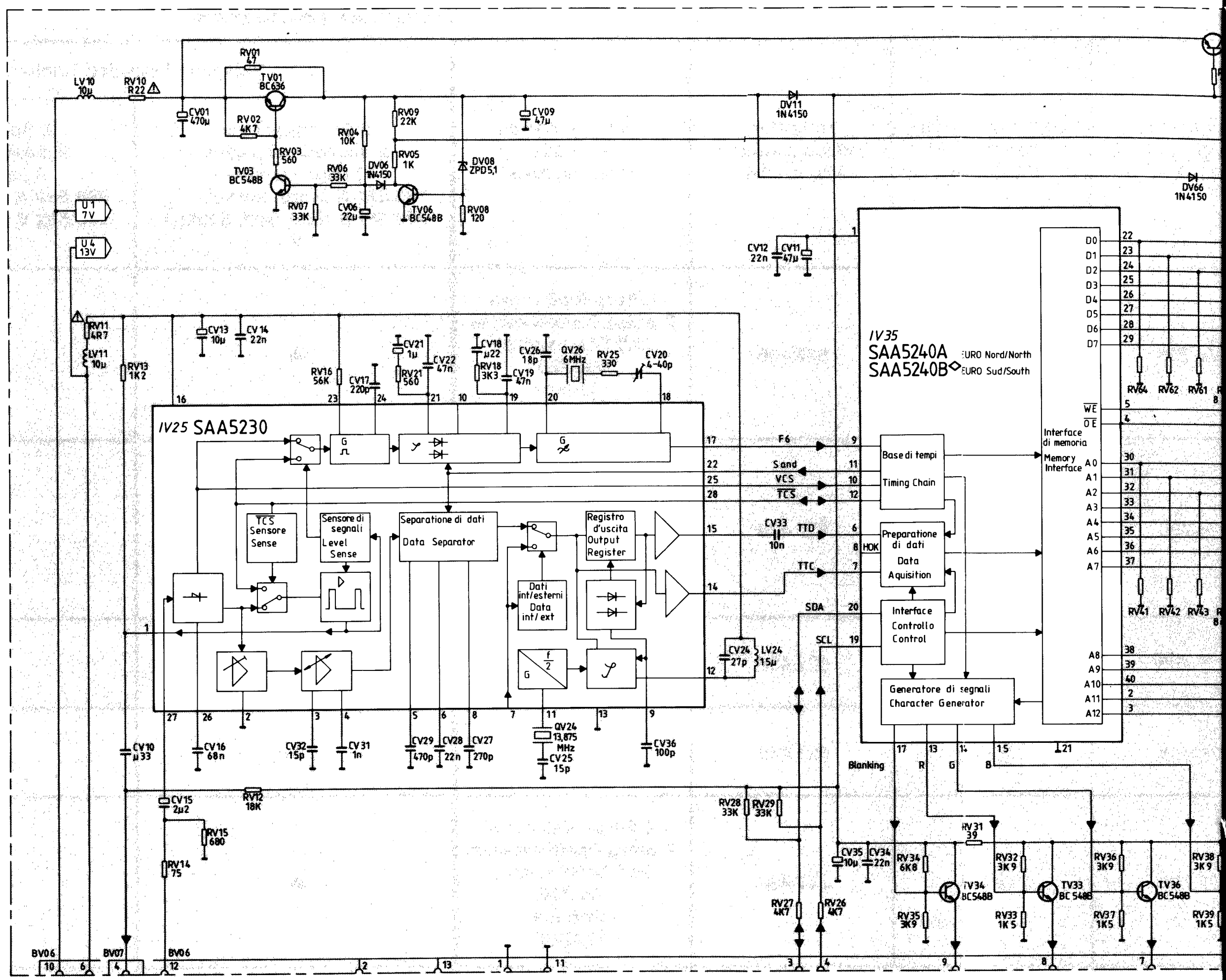

IV 45
IV 35
IV 25
IV 70
BV 07
BV 06

Leiterplatte Videotext	
Piastra Televideo	**592.759**
P.C.B. teletext	**592.760**

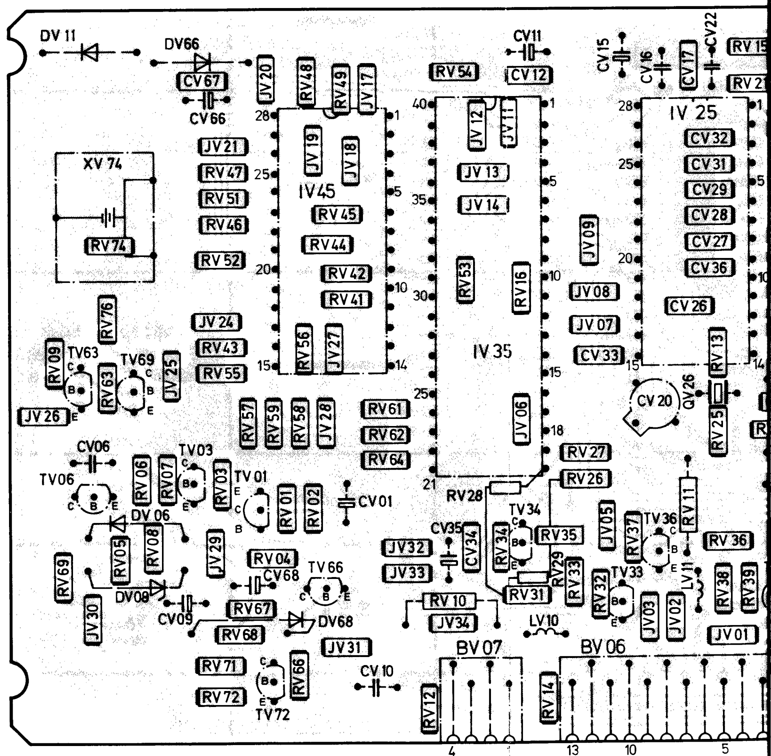
Lötseite – Lato saldature – Soldered side

Videotext mit 8 Seitenspeicher, ohne BTX-Anschluß
Televideo con 8 memorie di pagine, senza collegamento Videotel
Teletext with 8-page storage; without view-data connection

Leiterplatte Videotext	
Piastra Televideo	**592.971** (Süd, Sud, South)
P.C.B. teletext	**592.972** (Nord, North)


IV25 SAA5230
IV35 SAA5240A EURO Nord/North
SAA5240B◇ EURO Sud/South
Base di tempi / Timing Chain
Preparazione di dati / Data Aquisition
Interface Controllo Control
Generatore di segnali / Character Generator
Sensore di segnali / Level Sense
Separazione di dati / Data Separator
Registro d'uscita / Output Register
Blanking
R
G
B

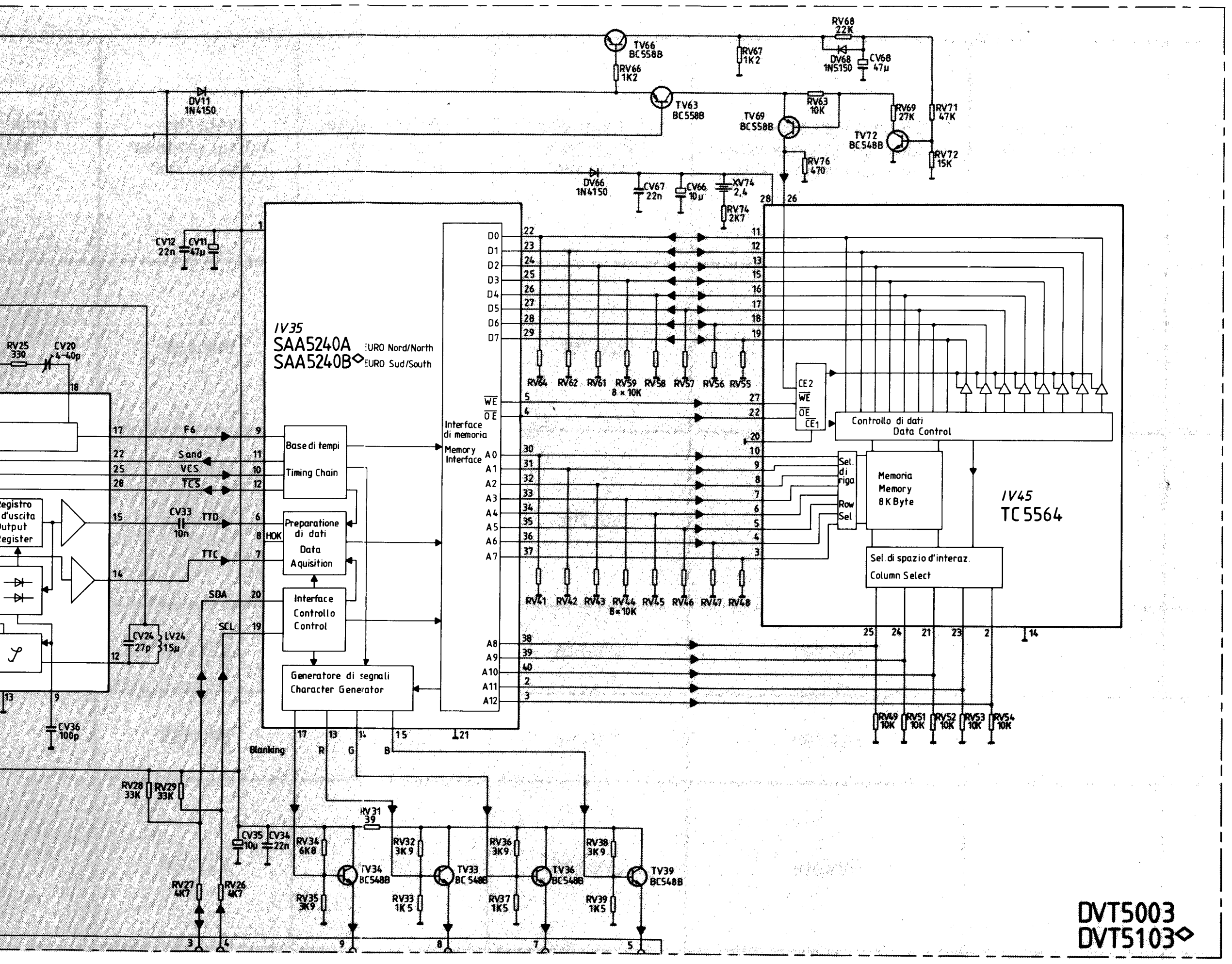
zur Grundplatte
verso piastra di base
to basic P.C.B.
Stecker/spina/plug
BV 06 + BV 07

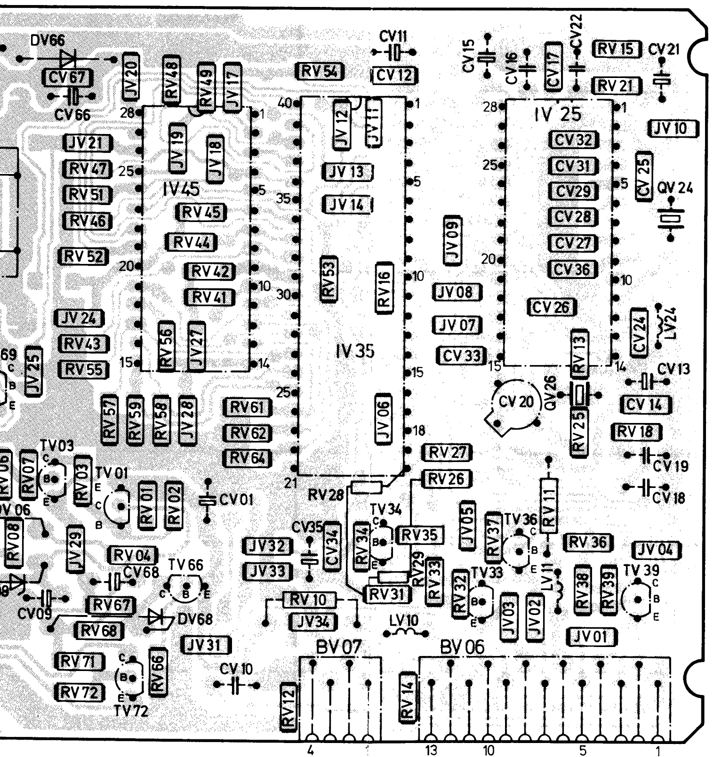

XV 74
IV45
IV 35
IV 25
BV 07
BV 06

Leiterplatte Videotext	
Piastra Televideo	**592.971**
P.C.B. teletext	**592.972**

Lötseite – Lato saldature – Soldered side

e BTX-Anschluß
senza collegamento Videotel
t view-data connection

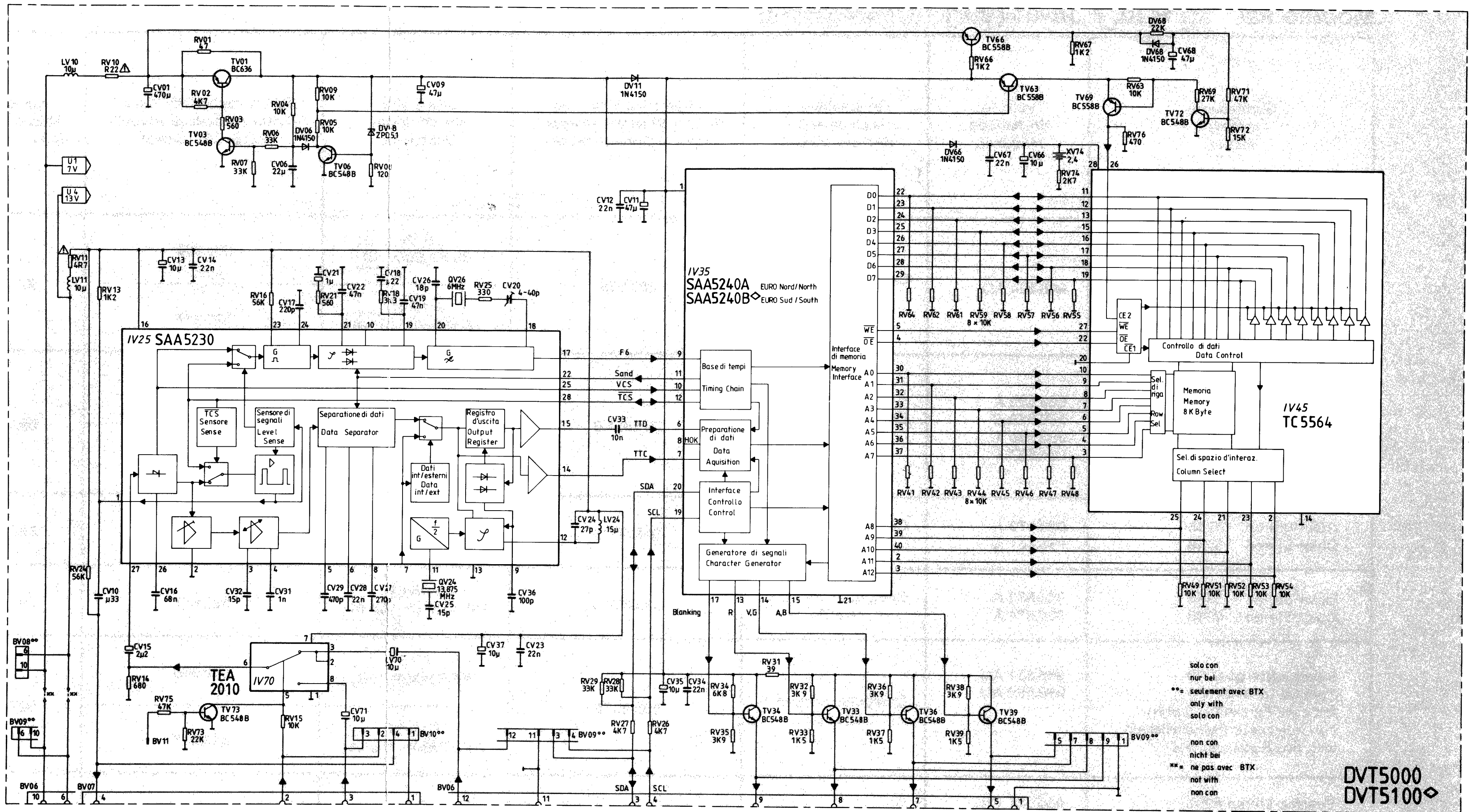

IV35
SAA5240A EURO Nord/North
SAA5240B◇ EURO Sud/South
IV45
TC5564
DVT5003
DVT5103◇


IV45
IV35
IV 25
BV 07
BV 06

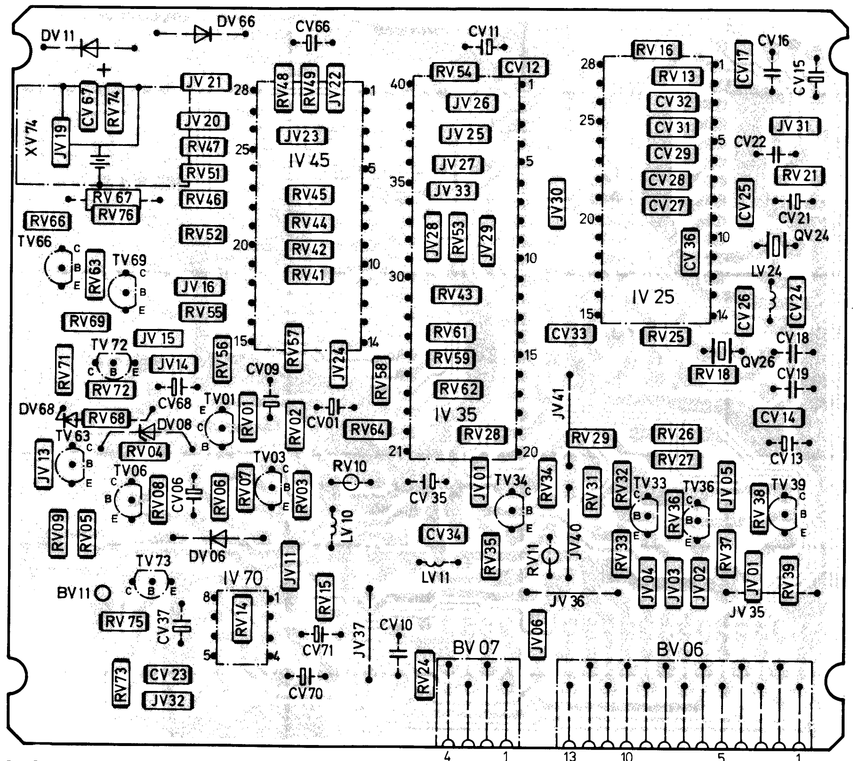
Videotext 592.971
video 592.972
ext
o saldature – Soldered side

Videotext mit 8 Seitenspeicher und BTX-Anschluß
Televideo con 8 memorie di pagine e collegamento Videotel
Teletext with 8-page storage and view-data connection

Leiterplatte Videotext
Piastra Televideo **592.745** (Süd, Sud, South)
P.C.B. teletext **592.748** (Nord, North)


IV25 SAA5230
IV35
SAA5240A EURO Nord/North
SAA5240B◇ EURO Sud/South
IV45
TC5564
TEA 2010
IV70
solo con
nur bei
°°= seulement avec BTX
only with
solo con
non con
nicht bei
**= ne pas avec BTX
not with
non con
DVT5000
DVT5100◇

zur Grundplatte
verso piastra di base
to basic P.C.B.
Stecker/spina/plug
BV 06 + BV 07


IV 45
IV 35
IV 25
IV 70
BV 07
BV 06

Leiterplatte Videotext **592.745**
Piastra Televideo **592.748**
P.C.B. teletext
Lötseite – Lato saldature – Soldered side

Modulliste
Lista moduli F 15, F 15-01 (110°)
Module list

Gerätename Modello Model	Typen-Nr. No. del tipo Model nr.	Fernbedienung Telecomando Remote control	Infrarot-Vorverstärker Preamplificatore infrarossi Infra-red pre-amplifier	Chassis-Nr. No. del telaio Chassis nr.	Bildrohranschluß-Platine Piastra zoccolo cinescopio P.C.B. CRT socket	Ton-Modul Modulo audio Sound module	NF-Verstärker Amplificatore BF AF amplifier	Chroma-Video-Modul Modulo crominanza video Chroma video module	VHF-Leiterplatte Piastra VHF P.C.B. VHF	UHF-Leiterplatte Piastra UHF P.C.B. UHF	Netzfilter Bobina d'arresto Mains filter	sonsti altr othe
Spectra-Stereo-Monitor 5500	986.524 A/J	Computer-Control 6 583.559	583.558	F 16 785.500B00 101 F 16-01 785.500B01 101-01	592.909 592.977	592.726	-	592.915	276.798	276.799	527.436	2. Euro 2. presa 2nd S 5 In 5
Spectra-Stereo 5205 Spectra-Stereo 5208 Color-Stereo 6035 Color-Stereo 6038	986.522 A 986.556 A 986.538 J 986.557 J	Computer-Control 6 583.559	583.521 B	F 15 785.503B00 104 F 15-01 785.503B01 104-01	592.908 592.977	592.917	-	592.730	276.798	276.799	527.436	
Color-Stereo 5245 Color-Stereo 5248	986.570 A 986.571 A	Computer-Control 6 583.559	583.521 B	F 15-01 785.503B01 104-01	592.977	592.917	-	592.730	276.798	276.799	527.436	
Color-Stereo 5335 Color-Stereo 5338	986.573 A 986.574 A	Computer-Control 6 583.559	583.521 C	F 15-01 785.503B01 104-01	592.977	592.917	-	592.730	276.798	276.799	527.436	
Spectra-Stereo 6300 Spectra-Stereo 7000 mit zwei Euro-AV-Buchsen con due prese Peritelevisione with two Scart-sockets	986.531 A/J 986.559 A/J	Computer-Control 6 583.559	583.521 B	F 15 785.501B00 100 F 15-01 785.501B01 100-01	592.908 592.977	592.726	-	592.915	276.798	276.799	527.436	2. Euro 2. presa 2nd S 5 In 5
Spectra-Stereo 6300 Spectra-Stereo 7000 mit einer Euro-AV-Buchse con una presa Peritelevisione with one Scart-socket	986.531 C/L 986.559 C/L	Computer-Control 6 583.559	583.521 B	F 15-01 785.502B01 103-01	592.977	592.750	-	592.730	276.798	276.799	527.436	
Spectra-Stereo 8205 Spectra-Stereo 8208	986.534 A/J 986.558 A/C/J/L	Computer-Control 6 583.559	583.521 B	F 15 785.502B00 103 F 15-01 785.502B01 103-01	592.908 592.977	592.750	-	592.730	276.798	276.799	527.436	
Spectra-Stereo 8208 IKH mit Infrarot-Kopfhörer con cuffia a raggi infrarossi with infrared-headphones	986.558 J 58	Computer-Control 6 583.559	583.521 B	F 15 785.502B00 103 F 15-01 785.502B01 103-01	592.908 592.977	592.750	-	592.730	276.798	276.799	527.436	Infra Emitte Infrare 5
Spectra-Stereo 9208	986.578 A	Computer-Control 6 583.559	583.521 C	F 15-01 785.502B01 103-01	592.977	592.750	-	592.730	276.798	276.799	527.436	
Spectra-Stereo 9508 HiFi mit Videotext con Televideo with Teletext	986.564 A	Computer-Control 6 583.559	583.521 C	F 15-01 785.504B01 400-01	592.977	592.957	592.956	592.963	276.798	276.799	527.436	Vi Te T 5
Spectra-Stereo 9508 HiFi ohne Videotext senza Televideo without Teletext	986.564 J	Computer-Control 6 583.559	583.521 C	F 15-01 785.504B01 400-01	592.977	592.957	592.956	592.963	276.798	276.799	527.436	

Nachrüstmöglichkeiten
Possibilità di corredamento
Add-on facilities

terplatte a VHF . VHF	UHF-Leiterplatte Piastra UHF P.C.B. UHF	Netzfilter Bobina d'arresto Mains filter	sonstige Module altri moduli other modules	Videotext/Televideo/Teletext		Multistandard Multinorme Multi-Standard (SECAM L + NTSC) **279.943** K	SECAM L (Frankreich) (Francia) (France) **986.587 A** K	2. Euro-AV-Buchse 2. presa Peritelevisione 2nd Scartsocket **279.944** K	Infrarot-Kopfhörer Cuffia a raggi infrarossi Infrared-headphones **279.947** K
				2 Seitenspeicher 2 memorie di pagine 2 page memory **986.581 A** (Nord, North)[1] **986.581 B** (Süd, Sud, South)[2] V	8 Seitenspeicher 8 memorie di pagine 8 page memory **986.582 A** (Nord, North)[1] **986.582 B** (Süd, Sud, South)[2] V				
.798	276.799	527.436	2. Euro-AV-Buchse 2. presa Peritelevisione 2nd Scart-socket 592.728 Interface 592.910	●	●	●	●	○	
798	276.799	527.436	-	●	●	●	●		
798	276.799	527.436	-	●	●	●	●		
798	276.799	527.436	-	●	●	●	●		
798	276.799	527.436	2. Euro-AV-Buchse 2. presa Peritelevisione 2nd Scart-socket 592.728 Interface 592.910	●	●	●	●	○	
98	276.799	527.436	-	●	●	●	●	●	
98	276.799	527.436	-	●	●	●	●	■	■
98	276.799	527.436	Infrarot-Sender Emittente infrarossi Infrared transmitter 592.939	●	●	●	●		○
98	276.799	527.436	-	●	●	●	●		
8	276.799	527.436	Videotext Televideo Teletext 592.972		○	○	○	■	■
8	276.799	527.436	-	●	●	○	○	■	■

[1] = Zeichengenerator für Nordeuropa (Deutschland, Großbritannien, Schweden)
[2] = Zeichengenerator für Südeuropa (Deutschland, Frankreich, Italien)
V = Vertriebsartikel
K = Kundendienstartikel
● = Nachrüstung möglich
○ = bereits serienmäßig eingebaut
■ = entweder 279.944 oder 279.947 nachrüstbar

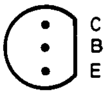
[1] = Generatore di segnali per Europa del nord (Germania, Gran Bretagna, Svezia)
[2] = Generatore di segnali per Sud-Europa (Germania, Francia, Italia)
V = Articoli di vendita
K = Articoli servizio assistenza
● = Corredamento possibile
○ = già incorporato di serie
■ = corredabile con 279.944 o 279.947

[1] = Character-Generator for Northern Europe (Germany, Great Britain, Sweden)
[2] = Character-Generator for Southern Europe (Germany, France, Italy)
V = Sales-Article
K = Service-Article
● = Modifiable
○ = Series fitted
■ = Modifiable with 279.944 or 279.947 respectively

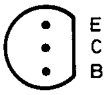
Sockelschaltungen

Circuiti a zoccolo

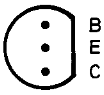
Socket connections



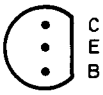
BC 328-40
BC 337-40
BC 546 B
BC 547 B
BC 548 A/B/C
BC 556
BC 557 B
BC 558 A/B/C



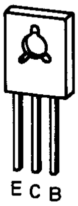
BC 368
BC 636
BC 638
BC 639
BF 422
BF 423



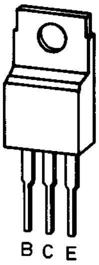
BF 763
2 SC 2512



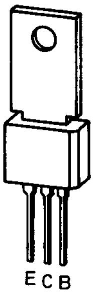
BF 199
BF 959
2 SC 2026



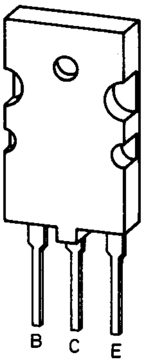
BD 434



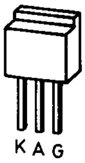
BD 707 A
BD 708 A



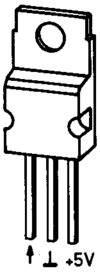
BF 881
BF 883 S
S 671 T



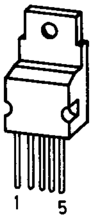
BU 508 A
S 2000



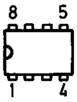
ESM 7406



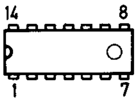
MC 7805 CT
L 4805



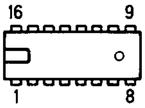
TDA 2030
TDA 2040



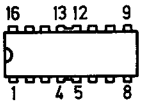
MC 4558 ACP
TEA 2010
TEA 2031



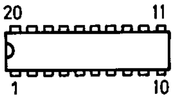
MDA 2061
TBA 120 T/U



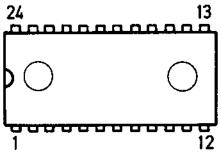
HEF 4046
MC 14053
TDA 4443
TDA 4445 B
TEA 5114


16
13 12
9
1
4 5
8

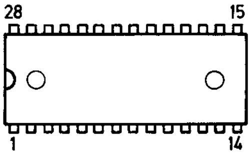
TEA 5110



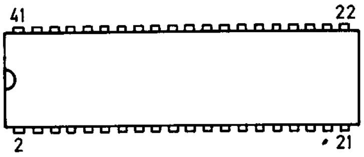
M 3005
SAA 3004 P/2
TD 6316 AP



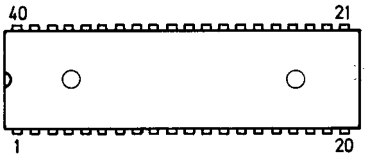
ADC 2300 J
APU 2400 T
ETL 2128



SAA 5230
TC 5564
TDA 4556
TEA 2029 C



U 4606 B



CCU Thom 04
CCU Thom 06
CCU Thom 07
SAA 5240 A/B

NORDMENDE